

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université BLIDA 1
Faculté de Technologie

Projet de fin d'études
Présentée pour obtenir le diplôme de Master académique

FILIÈRE
AÉRONAUTIQUE

OPTIONS:CNS/ATM
Communication Navigation Surveillance /Air Traffic Managment

THÈME:

**Processus CA-CFAR OS-CFAR et CMLD(k)-
CFAR distribué en presence d'interferances**

Réalisé par:
Bidi Brahim

Promotrice : M^{dm}. Doudou Faiza

Promotion : 2013 - 2014

Dédicaces

Je dédie mon mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de master académique en aéronautique option
communication navigation surveillance / air trafic management

A mon très cher père, mon exemple.

A ma chère mère qui m'a soutenus pendant toute ma scolarité et encouragés
et voulue voir le jour où je terminerai mes études.

A mes chers frères: Amine, I smail, Abd Almajid

A mes deux chères sœurs : la merveilleuse Meriem et Khadija

A ma très chère Fella, mon diamant précieux qui m'inspire dans la vie.

A ma très chère amie et sœur : Amina, pour son soutien et conseils et aussi
pour ses embêtements durant ces belles cinq années d'étude.

Sons oublier mes chers amis et frères : Rafik, Tarek, Sid Ali,
Mohamed, Nadir, Fmx, Walid

Mes amies : Nesrine, Jenny, Amira, Mimi

Ainsi qu'à toute la promotion de master cns/atm 2013/2014 .

★ ★ ★
★ ★ ★
Brahim

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Allah de m'avoir donnée force et courage afin de réaliser ce modeste travail.

Je tiens à remercier madame Doudou Faiza , qui a encadré mon travail dont l'aide efficace et précieuse ce qui ma permet de mener à bien ce travail, ainsi que tous mes enseignants qui m'ont suivi tout au long de mes études.

Je tiens aussi, à adresser l'expression de ma sincère reconnaissance aux membres du jury d'examen, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Mes vifs remerciements vont aussi à ma famille qui nous a témoigné un soutien moral lors de la réalisation de ce travail.

Sans oublier tous nos camarades de l'université de Blida.

TABLE DES MATIÈRES:

RESUME

REMERCIEMENT

DEDICACES

ABREVIATIONS

LISTE DES TABLEAUX

TABLE DES FIGURES

TABLEAU DES VARIABLES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I :	7
I.1 Introduction.....	Erreur ! Signet non défini.
I.2 Composants d'un Radar.....	Erreur ! Signet non défini.
I.3 Principe de fonctionnement d'un Radar	Erreur ! Signet non défini.
I.4 Différentes types de Radars :	Erreur ! Signet non défini.
I.4.1 Le Radar à onde continue	Erreur ! Signet non défini.
I.4.2 Le Radar à impulsion.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.3 Le Radar panoramique.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.4 Le Radar de poursuite.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.5 Le Radar de sitometrie (radioaltimètre).....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.6 Le Radar transhorizon.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.7 Le Radar illuminateur	Erreur ! Signet non défini.
I.4.8 Le Radar à bruit	Erreur ! Signet non défini.
I.5 Clutter et Bruit	Erreur ! Signet non défini.
I.5.1 Définition de Bruit.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5.2 Définition de Clutter.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5.2 Types de clutter (fouillis).....	Erreur ! Signet non défini.
I.6 Équation Radar.....	Erreur ! Signet non défini.
I.7 Ambiguïté en distance	Erreur ! Signet non défini.
I.8 Radar et effet Doppler	Erreur ! Signet non défini.
I.9 Modèles de cibles fluctuantes	Erreur ! Signet non défini.
I.9.1 Modèle 1 de Swerling :	Erreur ! Signet non défini.
I.9.2 Modèle 2 de Swerling.....	Erreur ! Signet non défini.
I.9.3 Modèle 3 de Swerling.....	Erreur ! Signet non défini.

TABLE DES MATIÈRES

I.9.4 Modèle 4 de Swerling	Erreur ! Signet non défini.
I.9.5 Modèle 0 ou 5 de Swerling	Erreur ! Signet non défini.
I.10 Phases de traitement de signal	Erreur ! Signet non défini.
I.11 Conclusion	Erreur ! Signet non défini.
CHAPITRE II :	Erreur ! Signet non défini.
II.1 Introduction	Erreur ! Signet non défini.
II.2 Critères de décision.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2.1 Critère de Bayes	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2 Critère de Neyman-Pearson.....	Erreur ! Signet non défini.
II.3 Techniques de détection	Erreur ! Signet non défini.
II.3.1 Détection optimale	Erreur ! Signet non défini.
II.3.2 Détection à seuil fixe	Erreur ! Signet non défini.
II.3.3 Détection a seuil adaptatif	Erreur ! Signet non défini.
II.3 Conclusion.....	Erreur ! Signet non défini.
CHAPITRE III :	Erreur ! Signet non défini.
III.1 Introduction:	Erreur ! Signet non défini.
III.2 Étude de détecteur CFAR :.....	Erreur ! Signet non défini.
III.2.1 Définition CFAR.....	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2 Principe de fonctionnement :.....	Erreur ! Signet non défini.
III.2.3 Environnement :	Erreur ! Signet non défini.
III.3 Étude de quelques types de CFAR :	Erreur ! Signet non défini.
III.3.1 Le CA-CFAR:.....	Erreur ! Signet non défini.
III.3.2 L'OS-CFAR.....	Erreur ! Signet non défini.
III.3.3 Le CMLDK-CFAR:	Erreur ! Signet non défini.
III.4 Comparaison CMLD-K CFAR/OS-CFAR	Erreur ! Signet non défini.
III.5 Conclusion :.....	Erreur ! Signet non défini.
CHAPITRE IV:.....	Erreur ! Signet non défini.
IV.1 Introduction :.....	Erreur ! Signet non défini.
IV .2 DÉTECTION CMLD(K)-CFAR AVEC FUSION DE DONNÉES :.....	Erreur ! Signet non défini.
IV .2.1 RÈGLE DE FUSION AND :	Erreur ! Signet non défini.
IV .2.2 REGLE DE FUSION OR :	Erreur ! Signet non défini.
IV .3. ETUDE D'UN CENTRE DE FUSION DE DEUX DETECTEURS CMLD K-CFAR :.....	Erreur ! Signet non défini.
IV 3.1. REGLE DE FUSION AND :	Erreur ! Signet non défini.
IV.3.2.REGLE DE FUSION OR :	Erreur ! Signet non défini.
IV.4 Simulation :	Erreur ! Signet non défini.
IV.4.1 Comparaison entre la fusion avec OR et la fusion avec AND :.....	Erreur ! Signet non défini.

TABLE DES MATIÈRES

Table des figures

Table des figures

- Figure I.1** Radar, 120 ans de développement.
- Figure I.2** Radar.
- Figure I.3** Synoptique d'un radar.
- Figure I.4** Illustration de l'ambiguïté en distance.
- Figure I.5** Modèle de surface équivalente.
- Figure I.6** Swerling 1.
- Figure I.7** Swerling 2.
- Figure I.8** Swerling 3.
- Figure I.9** Swerling 4.
- Figure I.10** Swerling 5.
- Figure I.11** La phase de traitement de signal radar.
- Figure I.12** Schéma présentant différentes phase de traitement de signal radar.
-
- Figure II.1** Equation Radar et détection
- Figure II.2** principe de détection
- Figure II.3** structura de volume de surveillance d'un Radar
- Figure II.4** diagramme d'un détecteur classique
- Figure II.5** principe de la détection a seuil fixe
- Figure II.6** principe de la détection a seuil adaptatif
-
- Figure III.1** Diagramme d'un détecteur adaptatif.
- Figure III.2** Fenêtre de référence.
- Figure III.3** Processeur CFAR.
- Figure III.4** Fenêtre de référence balayant un environnement non homogène.
- Figure III.5** Illustration de cible interférente.
- Figure III.6** Différentes situation d'environnements non homogènes.
- Figure III.7** Processeur CA-CFAR.

Table des figures

Figure III.8 Evolution du seuil du détecteur CA-CFAR selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

Figure III.9 Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=24$.

Figure III.10 Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$.

Figure III.11 Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec N comme paramètre.

Figure III.12 Processeur OS-CFAR.

Figure III.13 Evolution du seuil du détecteur OS-CFAR selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

Figure III.14 Probabilité de détection de l'OS-CFAR en fonction de SNR(40) avec P_{fa} comme paramètre.

Figure III.15 Probabilité de détection de l'OS-CFAR en fonction de SNR(70) avec P_{fa} comme paramètre.

Figure III.16 Probabilité de détection de l'OS-CFAR en fonction de SNR(70) avec N comme paramètre.

Figure III.17 Probabilité de détection de l'OS-CFAR en fonction de SNR(40) avec N comme paramètre.

Figure III.18 Processeur CMLDK-CFAR

Figure III.19 évolution du seuil du détecteur CMLD-K selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

Figure III.20 Probabilité de détection de CMLD-K CFAR en fonction de SNR (40) avec P_{fa} comme paramètre

Figure III.21 Probabilité de détection en fonction de SNR (40) avec N comme paramètre

Figure III.22 Comparaison des probabilités de détection du CMLD-K CFAR, l'OS-CFAR et de CA-CFAR En Environnement non homogène.

Table des figures

Figure IV.1 détection CMLD-K distribué avec un centre de fusion

Figure IV.2 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $pfa = 10^{-4}$ et $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.3 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $pfa = 10^{-7}$ et $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.4 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $pfa=10^{-4}$, $N1=36$ et $N2=24$

Figure IV.5 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $pfa = 10^{-4}$ et $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.6 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $pfa = 10^{-4}$ et $N1=36$ et $N2=24$

Figure IV.7 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $pfa = 10^{-4}$ et $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.8 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour $pfa=10^{-4}$, $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.9 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour $pfa = 10^{-7}$, $N1=24$ et $N2=16$

Figure IV.10 probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour $pfa=10^{-4}$, $N1=36$ et $N2=24$

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau II.1 Erreur de détection

Tableau III.1 Valeurs du facteur d'échelle du CA-CFAR.

Tableau III.2 Valeurs du facteur d'échelle de l'OS-CFAR.

Tableau III.3 Valeurs du facteur d'échelle de CMLD(K)-CFAR.

Tableau IV.1 Valeurs du facteur d'échelle du CMLDK-CFAR pour $N_1=24$ et $N_2=16$ avec OR

Tableau IV.2 Valeurs du facteur d'échelle du CMLDK-CFAR Pour $N_1=24$ et $N_2=16$ avec AND

Table des variables

dB	Décibels
B	Bruit
C	Célérité de lumière
D	Distance antenne cible
Dk	Degré d'homogénéité
H0	Représente l'hypothèse de l'existence du bruit seul
H1	Représente l'hypothèse de l'existence du signal plus bruit
PDF	Fonction Densité de probabilité
Pd	Probabilité de détection
Pfa	Probabilité de fausse alarme
Z	L'estimé du CFAR
S	Rapport signal sur bruit
N	Nombre de cellules de référence
CFAR	Constant False Alarm Rate
CA-CFAR	Cell Averaging CFAR
SO-CFAR	Smallest Of CFAR
GO-CFAR	Greatest Of CFAR
OS-CFAR	Ordered Statistics CFAR
CMLDK-CFAR	Censored Mean level detection CFAR
U, V	Demi-fenêtre de référence
Tca	Facteur d'échelle du détecteur CA-CFAR
Tos	Facteur d'échelle du détecteur OS-CFAR
Tk	Facteur d'échelle du détecteur CMLDK-CFAR

ملخص:

ان الكشف عن الإشارة هو الإجراء الذي يمكن تنفيذها في مختلف التطبيقات مثل أنظمة اتصالات الرادار و يعني مصطلح الرادار كشف و تحديد مكان الهدف من بعيد (من الإشارة المرتدة) صدى من قبل نظام الرادار. وبالتالي فإن الهدف الرئيسي في الكشف عن إشارة الرادار هو تصميم هيكل الأمثل للاستقبال وفقا لمعايير التي تحددها نوع بيئة الكشف عن الهدف. وفي هذا السياق , فإن الهدف من هذا العمل هو تحليل أداء كشف الرادار (CMLDK-CFAR و OS-CFAR, CA-CFAR) من اجل مختلف الوسائط. ولأفضل كاشف اخترنا دمج البيانات لعدة كواشف لتحسين أدائها.

ABSTRACT:

Signal detection is a procedure that can be implemented in various applications such as radar, communications systems. The term means RADAR detection and remote location of an object (target) from the backscattered signal (echo) by the radar system.

The main objective in the detection of the radar signal is therefore the design of an optimal structure of the receiver according to criteria which are determined by the type of target detection environment. In this context, the aim of this work is the analysis of radar detection performance CFAR (CA-CFAR, OS-CFAR and CMLDK-CFAR) for backgrounds deferring. for the best detector we chose to merge its data for several detectors to improve its performance

RÉSUMÉ :

L'objectif principal dans la détection du signal radar 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 CFAR (CA-CFAR, OS-CFAR et CMLDK-CFAR) pour des déférant milieux. Encore pour le meilleur détecteur on a choisit la fusion des données pour plusieurs détecteurs afin d'améliorer ses performances.

Introduction générale

Le radar est un système électromagnétique utilisé pour la détection et la localisation des objets. Son fonctionnement est basé sur un principe très simple, la transmission d'une onde et la détection du signal d'écho réfléchi par l'obstacle ou l'objet à détecter. Il est en quelque sorte considéré comme étant l'extension du sens de la vision chez l'être humain. Certes que le radar ne peut pas donner les détails de l'objet comme peut le faire l'oreille humaine, mais il est conçu pour voir à travers des conditions inaccessibles à notre vue, comme par exemple l'obscurité, le brouillard, la pluie et la neige. En plus, le radar possède le pouvoir de mesurer la distance ou la portée de cet objet, ce qui est probablement son attribut le plus important.

Malgré que le radar ait été dédié au début de son invention à des objectifs militaires, il prend à présent une place importante dans la science moderne qui a permis d'ouvrir ce domaine sur bien d'autres applications.

La seconde guerre mondiale a produit une forte motivation au développement d'un radar pratique, et son évolution en un système extrêmement complexe exprime le cumul de beaucoup d'efforts de personnes et de nations. Ce qui a abouti de nos jours, à des systèmes radar qui sont plus petits, plus efficaces, et meilleurs que leurs versions premières.

L'une des principales améliorations qu'a connu le radar était, l'implémentation de la détection automatique, qui a permis une détection sans l'intervention d'un quelconque opérateur humain et qui n'aurait été possible sans le développement des calculateurs et des techniques du traitement de signal. Dans le but toujours d'avoir un système de détection meilleur, le radar a été développé pour détecter la présence d'un objet sans la participation de l'objet lui-même. De ce fait, toute cette variante d'objectifs et d'applications a permis la genèse d'un grand nombre de systèmes radar.

Dans ces systèmes, le signal de la cible est séparé du clutter inutile qui provient de la réflexion d'objets indésirables tels que le sol, les arbres, la mer ...etc. Pour éliminer ces perturbations, la détection classique basée sur l'utilisation de seuil fixe, provoque une augmentation considérable dans la probabilité de fausse alarme, ce qui est intolérable pour une bonne détection et donne lieu à de graves erreurs. Des méthodes

adaptives ont été alors adoptées afin d'améliorer et de perfectionner la détection. Les dispositifs utilisant ces méthodes sont appelés les détecteurs CFAR et qui constituent l'objet de cette étude.

L'organisation du mémoire :

Notre projet de fin d'étude se compose des chapitres suivants :

Chapitre 01 : introduira les notions de base du système radar, ces composants, son principe de fonctionnement ainsi une citation de différentes types.

Chapitre 02 : introduira les notions de base de la théorie de détection, en premier lieu les critères de décision de détection, et puis nous nous intéressons aux techniques de détection qui représente la fondation pour la suite de construction de ce projet.

Chapitre 03 : est consacré à l'étude du détecteur CFAR (constant false alarm rate) passant par une définition, arrivant au limitations de ce détecteur qui sont la cause de développement de processeur CFAR, nous avons fait aussi une étude sur le CA -CFAR , OS-CFAR et CMLDK-CFAR

Chapitre 04 : est consacré à la simulation de la fusion de données des processeur CFAR , avec les règles de fusion AND et OR.

On finalise notre travail par une conclusion générale, et quelques perspectives pour travaux future.

CHAPITRE I :
GÉNÉRALITÉS SUR LE SYSTÈME
RADAR

Historique du Radar

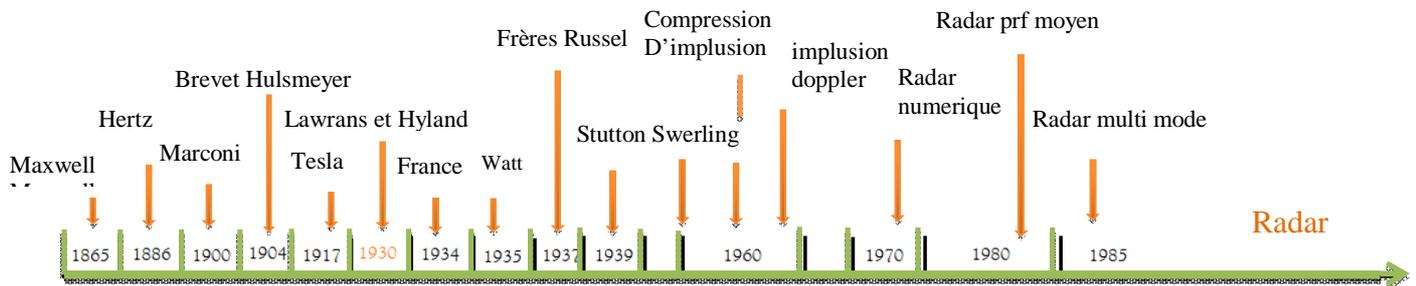


Figure I.1 Radar, 120 ans de développement

L'histoire du RADAR actuel était initiée au 19^{ème} siècle. En 1864 James Clark maxwell décrit les lois de l'électromagnétisme, ce qui permet. En 1888, Heinrich Rudolf hertz montre que les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces métalliques. Au début du XX siècle, le développement de la radio et de la TSF (par Marconi, entre autres) permet de développer les antennes nécessaires à l'utilisation du radar.

Plusieurs inventeurs, scientifiques, et ingénieurs ont contribué ensuite au développement du concept du radar. Les fondements théoriques datent de 1904 avec le dépôt du brevet du « Telemobiloskop » par l'allemand Christian Hulsmeyer brouillard. Celui-ci a démontré la possibilité de détecter la présence de bateaux dans un espace très obscure. En envoyant une onde à l'aide d'une antenne multipolaire, son système notait le retour depuis un obstacle avec une antenne dipolaire sans pouvoir cependant en définir plus qu'un azimuth approximatif et aucunement sa distance. C'était donc le RAD (radio détection) mais pas l'AR (azimut et rayon). On peut considérer que l'architecture des radars était quasiment finalisée à l'aube de la Seconde Guerre mondiale. Il manquait cependant l'expérience opérationnelle au combat qui a poussé les ingénieurs à trouver de nombreuses améliorations techniques. Ainsi, les radars aéroportés ont été développés pour donner la possibilité à l'arme aérienne de procéder aux bombardements et à la chasse de nuit. On mena également des expériences sur la polarisation.

Après les années 30, les opérateurs des radars micro-ondes des armées remarquèrent du bruit dans les images, qui s'avérèrent être des échos venant de précipitations (pluie, neige, etc.). Ceci a permis le développement d'une autre fonction du RADAR qui est le radar météorologique

De là, ont été mis au point les premières techniques de brouillage et de contre-mesures électroniques. Après cette guerre, de nombreux domaines ont été développés pour le RADAR, par exemple : l'astrométrie, le contrôle routier et aérien, etc.

Dans les années cinquante, l'invention du radar à synthèse d'ouverture a balisé la voie vers l'obtention d'images RADAR à très haute résolution. Cooley et Tuckey redécouvrent la transformée de Fourier rapide en 1965. Son intérêt a été grandissant avec l'avènement et la progression de l'outil informatique de plus en plus puissant. Cet algorithme mathématique est à la base de la plupart des traitements RADAR numériques utilisés aujourd'hui.

I.1 Introduction

Radar (radio detection and ranging) que l'on peut traduire par détection et estimation de distance par les ondes radio ou simplement radio repérage. Ce terme a été utilisé pour la première fois par l'armée américaine pendant la seconde guerre mondiale. Il s'agit d'un système électromagnétique destiné à la détection et la localisation des cibles qui peuvent être (avions civils ou militaires, bateaux, ou encore la pluie ...), le radar envoie des ondes électromagnétiques et analyse les échos renvoyés par les cibles qu'on vient de mentionner précédemment.



Figure I.2 Radar

I.2 Composants d'un Radar

Le RADAR comporte les éléments de la figure I-1

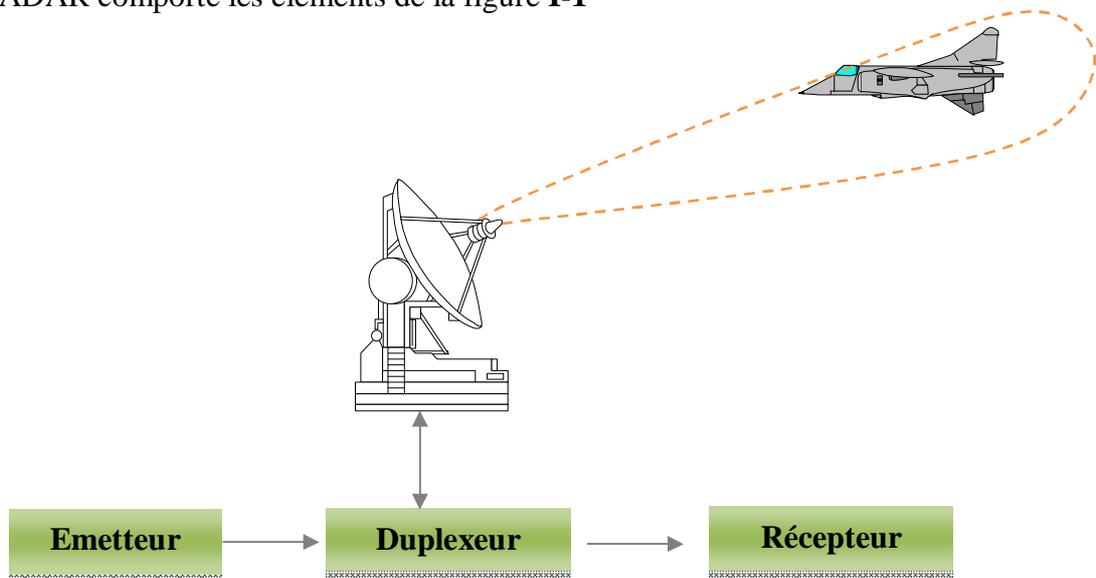


Figure (I.3) synoptique d'un Radar.

➤ Émetteur

L'émetteur, site du radar, est un circuit oscillateur qui produit des pulsations électromagnétiques à très hautes fréquences. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur. Pour les radars à hyperfréquences, qui forment l'immense majorité des radars en service, la génération d'impulsions courtes et très énergétiques demande une technologie qui est différente de celle, disons, d'un émetteur radio utilisé en télécommunications. Sachant qu'une longueur d'onde courte produit un faisceau radar étroit qui distingue et sépare mieux les échos de deux cibles. On peut également obtenir un faisceau étroit en employant une antenne plus large.

Le modulateur (générateur d'impulsions) constitue la partie active de l'émetteur. C'est un circuit électronique qui permet de fractionner l'onde continue produite par l'oscillateur en impulsions. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar. Un radar émet de 500 à 3000 impulsions par seconde et chaque impulsion a une durée $\tau=0,1$ à $0,5 \mu\text{s}$. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des impulsions, en fonction de la zone à couvrir. Des impulsions plus courtes

➤ Duplexeur

C'est un commutateur électronique qui dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal échoïque depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar monostatique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions, avec une perte minimale. 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 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 :

C'est l'organe de diffusion et de réception de l'onde électromagnétique vers la cible ou vers l'espace voulue.

L'antenne est caractérisée par sa directivité et son gain maximal dans la mesure où la réception aura une meilleure portée que l'émission vers une direction privilégiée. La directivité de l'antenne est influencée par la longueur d'onde du signal émis et des dimensions de l'antenne.

➤ Le récepteur :

C'est un organe important du RADAR, car il permet de recevoir les différents signaux provenant de l'antenne en passant par le duplexeur. Il fait émerger les bruits radios parasites, les amplifie, et les traite. Les étapes du récepteur permettent de donner en fin du parcours des précisions utiles à l'opérateur. Ces étapes sont traitées par un logiciel de sondage pour obtenir des données qui seront affichées aux utilisateurs.

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 (ΔT) 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 :

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

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 Différentes types de Radars :

Il existe plusieurs types de Radars que, parmi eux :

I.4.1 Le Radar à onde continue

Un RADAR à onde continue émet une onde entretenue dont le spectre est d'autant plus étroit que la fréquence d'émission est stable. Au niveau de l'antenne il est nécessaire de dissocier l'émission de la réception afin de préserver l'intégrité du récepteur au cours de l'émission. L'antenne d'émission et l'antenne de réception doivent être bien découplées.

En émettant une sinusoïde pure, la mesure de distance est impossible mais il est possible de faire une mesure dont la précision est liée à la durée de la mesure.

I.4.2 Le Radar à impulsion

Un RADAR à impulsions consiste à envoyer des paquets d'onde électromagnétique à intervalles réguliers (à une fréquence de répétition *PRF*).

Lorsque l'onde émise intercepte un objet, une partie de son énergie est renvoyée vers l'antenne du radar : on dit qu'elle est rétrodiffusée. Grossièrement, la mesure du temps écoulé entre l'émission de l'onde et sa réception permet de localiser la cible : Cette dernière se trouve à une distance du radar égale à la moitié de la célérité de la lumière multipliée par cet intervalle de temps. La mesure de l'amplitude du signal reçu permet de caractériser de façon plus ou moins précise la nature de la cible (une cible parfaitement réfléchissante renvoie plus d'énergie qu'une cible peu réfléchissante). Enfin, la mesure de la différence de phase entre le signal émis et le signal reçu permet d'évaluer le décalage en fréquence au déplacement de la cible selon l'axe de visée (l'effet Doppler), et ainsi de déduire la vitesse radiale de cette cible.

La portée maximale théorique du RADAR est égale à la moitié de la célérité de la lumière divisée par la fréquence de répétition.

I.4.3 Le Radar panoramique

Il est caractérisé par une antenne large tournant autour d'un axe vertical, qui lui permet de déterminer la position géographique du point à la verticale duquel il se trouve. Certains de ces Radars sont assez perfectionnés pour mesurer également l'altitude des objectifs, on les désigne alors sous le nom de Radars de veille tridimensionnels.

I.4.4 Le Radar de poursuite

Cet appareil est équipé de servomécanismes qui lui permettent de maintenir l'axe de l'antenne dans la direction d'un objectif donné et donc de le poursuivre quelque soient les mouvements de celui-ci. Il permet ainsi de guider les canons de défenses aériennes ou des missiles sur une cible « accrochée » par le RADAR.

I.4.5 Le Radar de sitometrie (radioaltimètre)

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

I.4.6 Le Radar transhorizon

Il travaille au-dessous de la fréquence critique de 3MHz à partir de laquelle les ondes se réfléchissent sur l'ionosphère suivant la courbe de la terre. De tels Radars ont une portée de 1000 à 3000 Km, si proche du sol que les vols en rasemottes sont détectés [2].

I.4.7 Le Radar illuminateur

Il émet une onde continue vers la cible et vers le missile. Le missile reçoit l'illumination provenant directement du tireur sur sa voie arrière alors qu'il reçoit celle réfléchi par la cible sur sa voie avant. Par démodulation il en déduit une vidéo bipolaire qu'il soumet à une batterie de filtres qui permettent de mesurer la fréquence Doppler correspondante à la vitesse radiale relative cible-missile.

I.4.8 Le Radar à bruit

Un RADAR à bruit émet un bruit dont la densité spectrale de puissance moyenne est sensiblement constante dans la bande passante de son récepteur; il ne servirait à rien de gaspiller de la puissance en émettant des composantes spectrales qui seraient rejetées par le récepteur.

I.5 Clutter et Bruit

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 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 [3]: 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.5.2 Définition de Clutter

Le fouillis désigne les échos produits par des cibles indésirables telles que le sol, la mer, la pluie, etc. Il résulte d'une agrégation des échos émanant de petits mais nombreux réflecteurs, telles que les gouttes de pluies, les vagues marines, les insectes en nuées, etc. La définition du fouillis dépend du type de cibles recherchées par le radar. Si pour un radar les cibles utiles sont des avions, la pluie est un fouillis pour lui ; par contre, un radar météorologique considère la pluie comme une cible utile et un avion représente pour lui un fouillis.

Si l'écho d'une cible est noyé dans un fouillis, le radar risque de rater sa détection comme il risque de donner une série de fausses alarmes en considérant le fouillis comme un ensemble de cibles. La détection dans un environnement de fouillis est un problème primordial des radars modernes et elle continue à faire l'objet de recherches tant que les détecteurs existants actuellement ne sont pas adaptés à toutes les situations.

I.5.2 Types de clutter (fouillis)

- **Le fouillis de sol (ou 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 dûs 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

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 σ 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] :

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

Où λ 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) :

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

L'équation radar (I.7) est celle d'un radar bistatique, 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 monostatique, 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 $G_t = G_r = G$:

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

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

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

I.7 Ambiguïté en distance

Les émissions du radar sont périodiques et constituées d'un court intervalle τ 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 (**Figure I.2**) 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 a priori impossible de trancher sur la bonne distance : on dit qu'il y a une ambiguïté en distance.

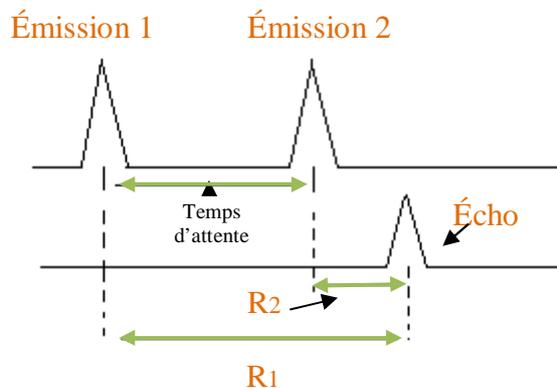


Figure I.4: Illustration de l'ambiguïté en distance.

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, λ 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



Figure I.5 Modèles de surface équivalente

Lorsque le signal émis par un radar rencontre une cible, la puissance réfléchiée 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 5 (ou 0) moins utilisé que les précédents [3,4].

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].

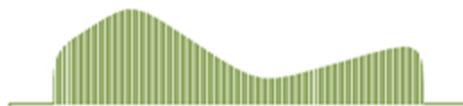


Figure I.6: Swerling 1

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.7 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.8 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).

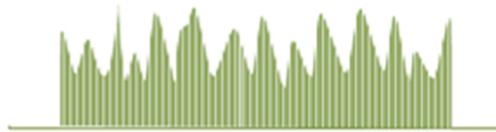


Figure I.9 Swerling

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.10 Swerling 5

I.10 Phases de traitement de signal

Après que le radar reçoit l'écho des cibles, il y aura tout un traitement de ce signal reçu dont le but est de maximiser le rapport signal à bruit, pour faire utiliser le signal utile.

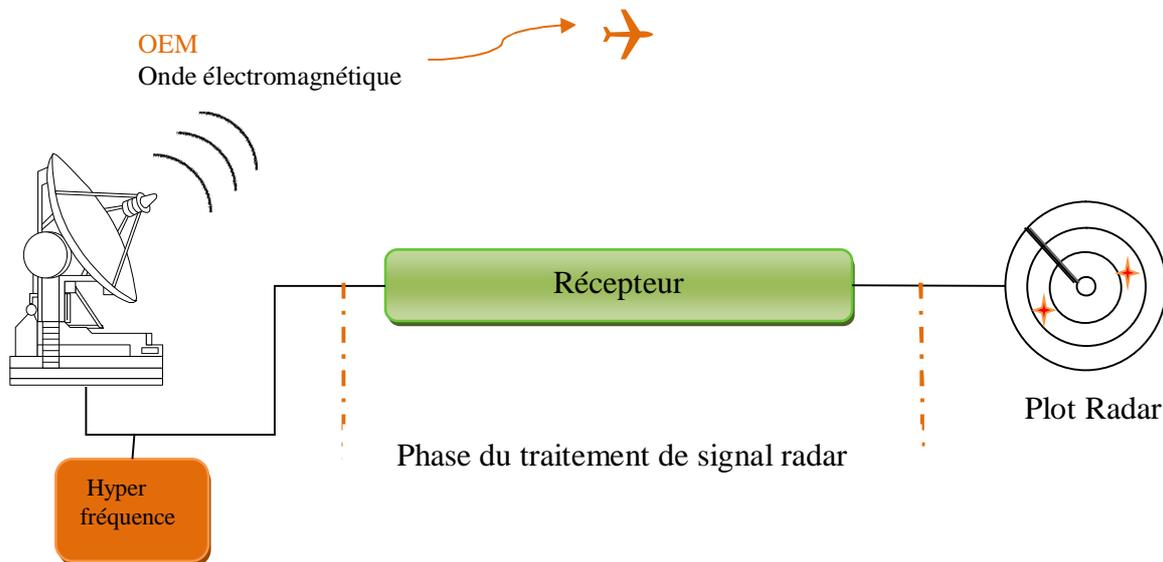


Figure (I.11) la phase du traitement de signal radar

Au début le signal va subir une amplification à l'étage RF dont il est aussi filtré (bande radar). En général, dès que le radar reçoit l'écho composé du signal et de bruit, il sera amplifié puis démodulé pour enlever l'enveloppe qui a servi en émission pour la transmission du signal,

le signal passe par un filtrage adapté (FA) qu'il s'agit d'une corrélation entre le signal reçu et la première impulsion émise, passant par une compression d'impulsion ; et en suite par un filtrage MTI (Moving Target Indicator) qui sert à éliminer le clutter définie comme étant cible indésirable par un filtre passe bande, puis il y aura un traitement doppler suivi d'une intégration, arrivant au détecteur CFAR ou se passe la prise de décision de la présence ou l'absence des cibles :

pour le deuxième schéma ci-dessous les étages de traitement de signal radar sont présentés: (les éléments du récepteur)

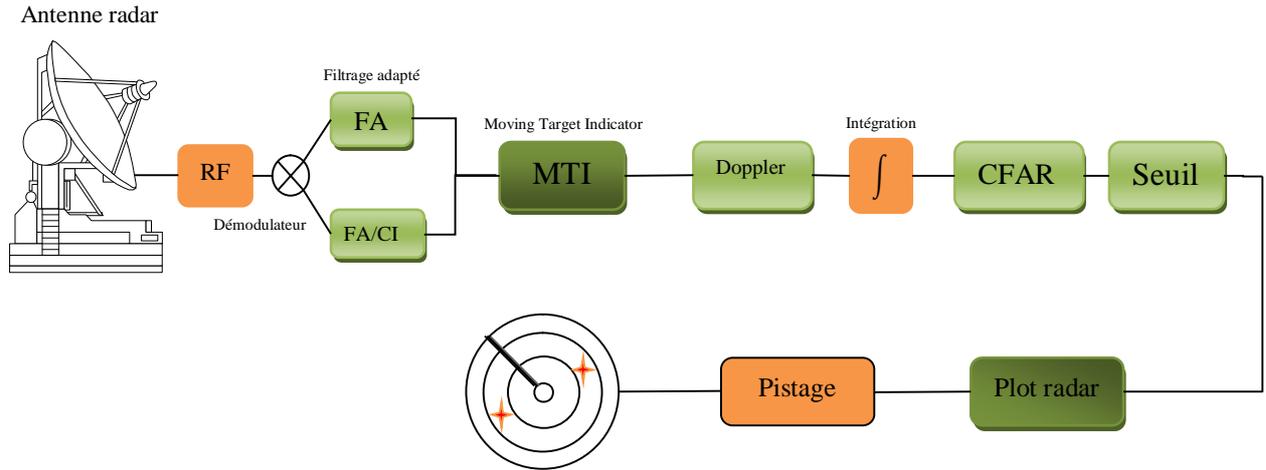


Figure (I.12) Schéma présentant différentes phase de traitement de signal radar

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents paramètres de base d'un système Radar, les principaux constituants d'un radar sont : émetteur, récepteur, antenne, détecteur et moyen de visualisation. L'équation radar permet de calculer la portée d'un radar connaissant les caractéristiques techniques de ce dernier. L'effet Doppler permet d'estimer la vitesse radiale d'une cible et de distinguer entre cibles mobiles et fixes. Une limitation convenable de la portée d'un radar évite l'ambiguïté dans l'estimation de la distance des cibles. Les modèles de Swerling sont des modélisations des cibles fluctuantes ; ils sont utilisés dans l'estimation des performances des détecteurs radar. La décision de la présence ou non d'une cible dépend de la comparaison de l'échantillon à tester à un seuil.

Par la suite nous allons faire une étude sur les techniques d'une partie parmi les parties de traitement de signal radar c'est bien la détection.

CHAPITRE III

DÉTECTION À TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT CFAR

III.1 Introduction

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

Dans ce chapitre, nous étudions l'approche adaptative résumée dans la stratégie CFAR et puis les détecteur CA-CFAR, OS-CFAR et CMLDK-CEFAR,

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

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

- 1- Cible présente lorsque la cible est réellement présente.
- 2- Cible absente lorsque la cible est présente
- 3- Cible présente lorsque la cible est absente
- 4- Cible absente lorsque la cible est absente.

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

III.2 Étude de détecteur CFAR

III.2.1 Définition CFAR

Le terme CFAR est l'abréviation de l'expression anglaise constant false alarm rate qui signifie une détection a 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 a 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.

III.2.2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du CFAR est la détection en posant un seuil adaptative par un traitement de groupe rangée des échantillons à l'intérieur des fenêtres de référence environ la cellule sous test (cellule under test).

Essentiellement, le seuil peut se former par la détermination d'une valeur estimé d'une information local de la puissance total du bruit et de clutter qu'elle est pratiquement non connu ,en plus ces deux derniers (bruit et clutter) varient en temps pour n'importe position se que veut dire qu'ils ne sont pas constant. L'opération de l'estimation de la valeur de puissance de bruit et de clutter se fait dans la fenêtre de référence précisément l'information est extraite à partir des cellules environ la cellule sous test. L'opération de l'estimation qu'on vient de parler est réalisée avec un maintien de taux de fausse alarme constant, une fausse alarme c'est une décision de detection erronée de cible radar causé par le bruit ou autre signal interférant dépasse le seuil de detection (radar basics) ,la décision erronée qu'on vient de mentionner est la déclaration de présence du signal d'une cible dont elle est pratiquement non présente.

On note que la technique CFAR peut éviter la surcharge du computer, causé par la fluctuation du clutter radar ainsi elle peut obtenir une haute performance de détection [7].

Alors suite au premier paragraphe on va expliquer le principe de fonctionnement du CFAR avec détails.

La partie encadrée en pointillé dans la figure (III.1) c'est le processeur CFAR. Le processeur CFAR recueille les échantillons à la sortie de l'intégrateur et les exploitent dans l'estimation Z de la puissance du clutter autour de la cellule sous test. Nous entendons par clutter tous les échos indésirables, du point de vue de la détection, situés dans la fenêtre de référence définie ci-dessous.

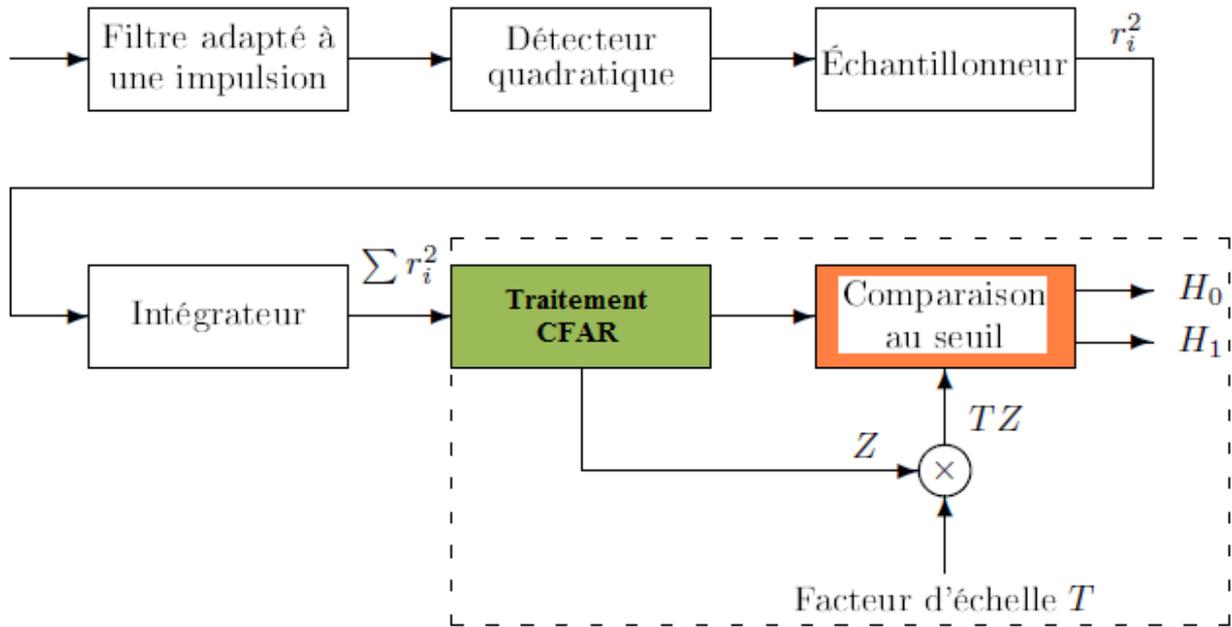
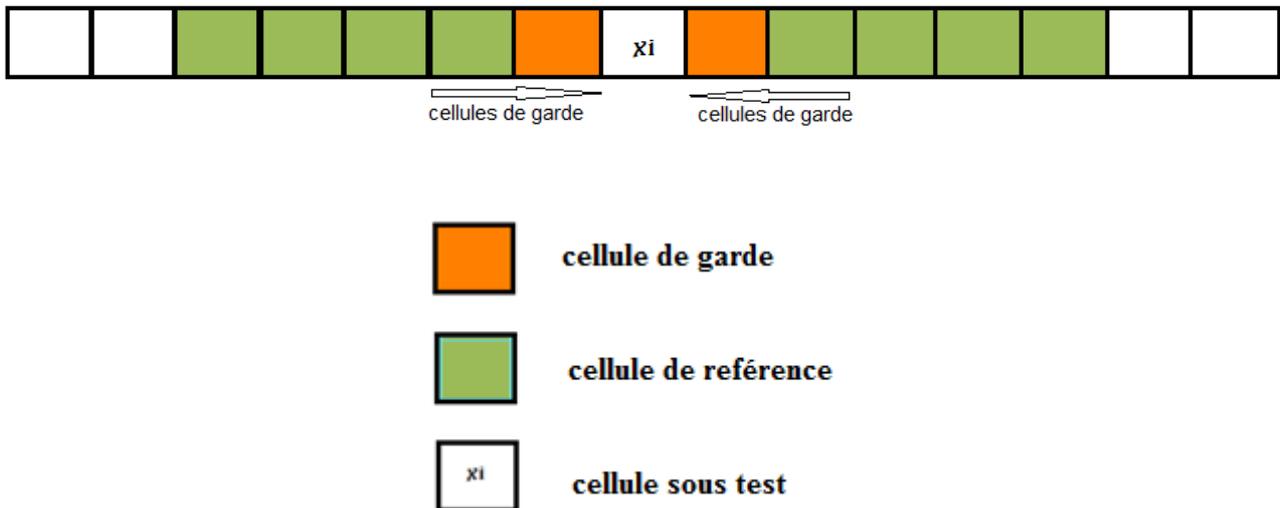


Figure (III.1) Diagramme d'un détecteur adaptatif.

Pour estimer le niveau du clutter, le détecteur CFAR utilise les échantillons contenus dans les cellules de références, c'est-à-dire les cellules entourant la cellule sous test figure(III.2) En désignant par N le nombre de cellules de référence, $N=2$ en sont situées avant et $N=2$ après la cellule sous test. Les cellules au voisinage immédiat de la cellule sous test sont appelées cellules de garde : elles ne sont pas comptées comme cellules de référence pour éliminer l'influence des débordements éventuels d'énergie (avant l'échantillonnage) de la cellule sous test aux cellules voisines.

La figure montre la fenêtre de référence.



Figure(III.2) fenêtre de référence

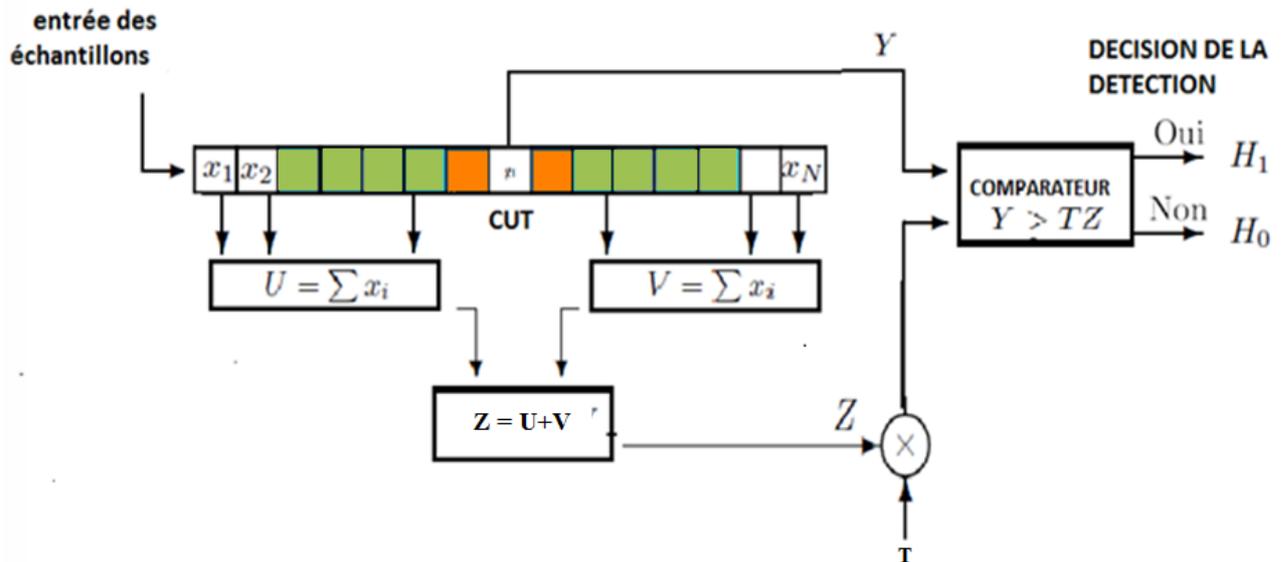


Figure (III.3) Processeur CFAR

Une fois le niveau Z du clutter estimé par un algorithme approprié, il est multiplié par un facteur d'échelle T pour obtenir le seuil auquel l'amplitude Y de l'échantillon dans la cellule sous test sera comparée. Après la comparaison, une décision est prise selon la règle suivante :

- Si $Y > TZ$ alors il est décidé que l'hypothèse H_1 (cible présente) est vraie.
- Si $Y < TZ$ alors il est décidé que l'hypothèse H_0 (cible absente) est vraie.

Le facteur d'échelle T qui sert au calcul du seuil dépend de plusieurs paramètres dont le nombre N de cellules de référence et surtout la probabilité de fausse alarme Pfa . Comme nous le verrons plus loin, la relation liant T à Pfa varie selon l'algorithme utilisé pour le calcul de Z . Beaucoup d'algorithmes CFAR ont été proposés et une littérature abondante existe à ce sujet. Tous les détecteurs CFAR se distinguent par la méthode utilisée pour l'estimation de Z et sont conçus de manière à travailler dans les conditions d'un modèle donné de clutter. Les modèles de clutter se distinguent par la distribution des amplitudes dans les cellules de référence. Le clutter est dit homogène si les amplitudes des échantillons dans les cellules distance sont statistiquement indépendantes et identiquement distribuées [3]. Dans le cas contraire, d'autres distributions, parmi lesquelles celle de Rayleigh, sont utilisées comme modèle de clutter.

Parmi les problèmes les plus difficiles dans les systèmes radar c'est bien la détection des cibles sous des environnements variant, après avoir étudié les détecteurs CFAR, on passe par une étude de l'environnement :

III.2.3 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.

III.2.3.1 Environnement homogène

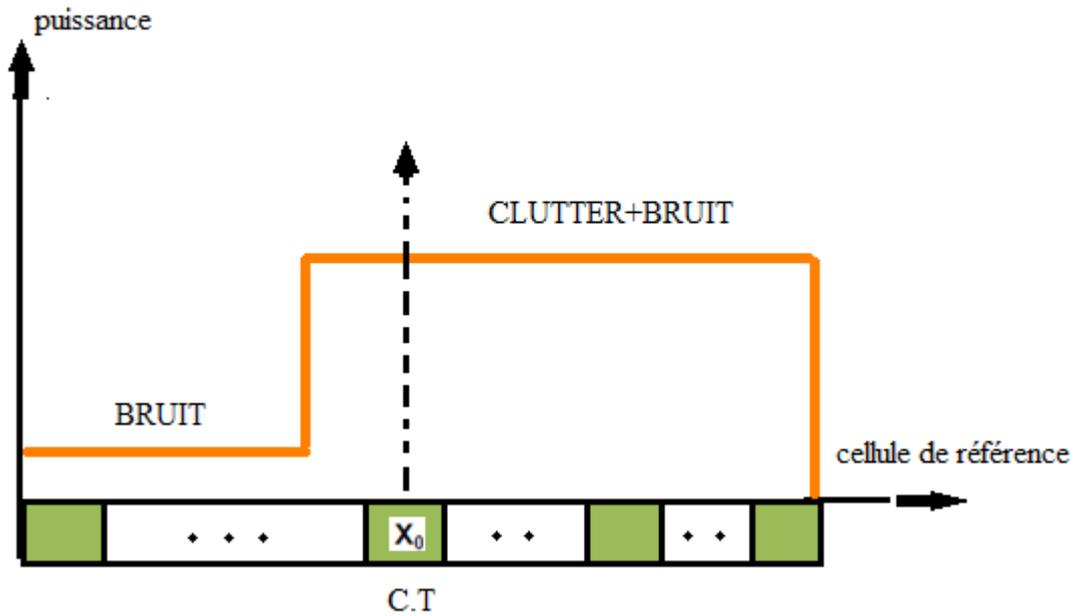
C'est l'environnement idéal pour la détection radar, c'est le cas d'absence du clutter et de cibles interférentes, l'homogénéité c'est que les échantillons du signal réfléchis soit décrit par des variables aléatoires exponentielles indépendantes identiquement distribuées.

III.2.3.2 Environnement non homogène

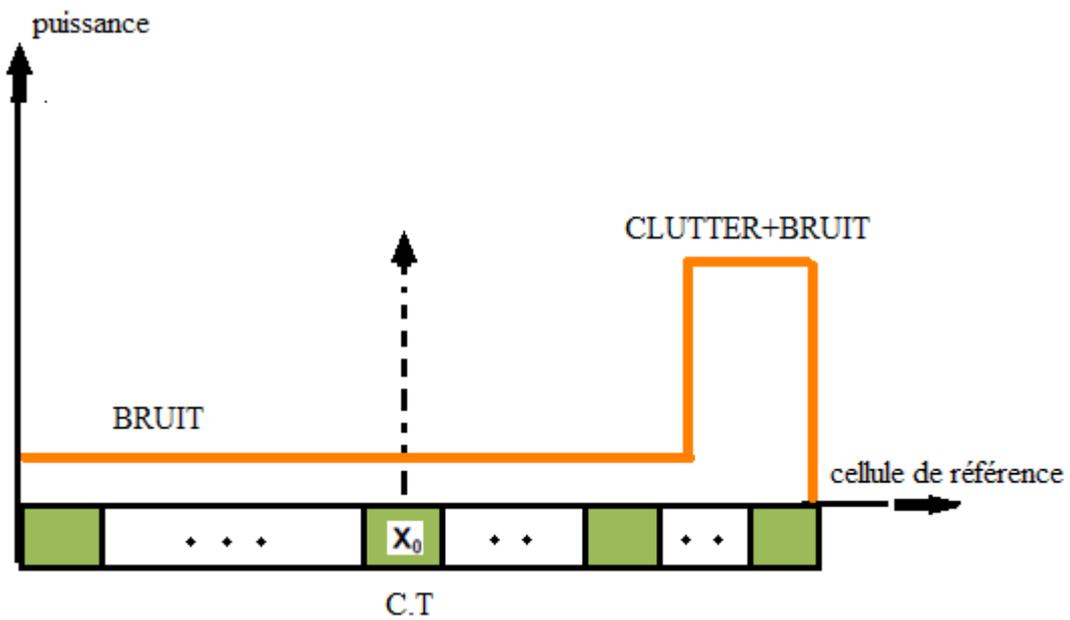
Lorsque la fenêtre de référence balaye l'environnement dans une direction donnée, différentes situations non homogènes peuvent affecter la configuration des cellules de référence. Ces situations sont causées par la présence de cibles interférentes (cibles secondaires) et/ou de bord de clutter au niveau du canal de référence (figure III.3).

➤ Bord de clutter

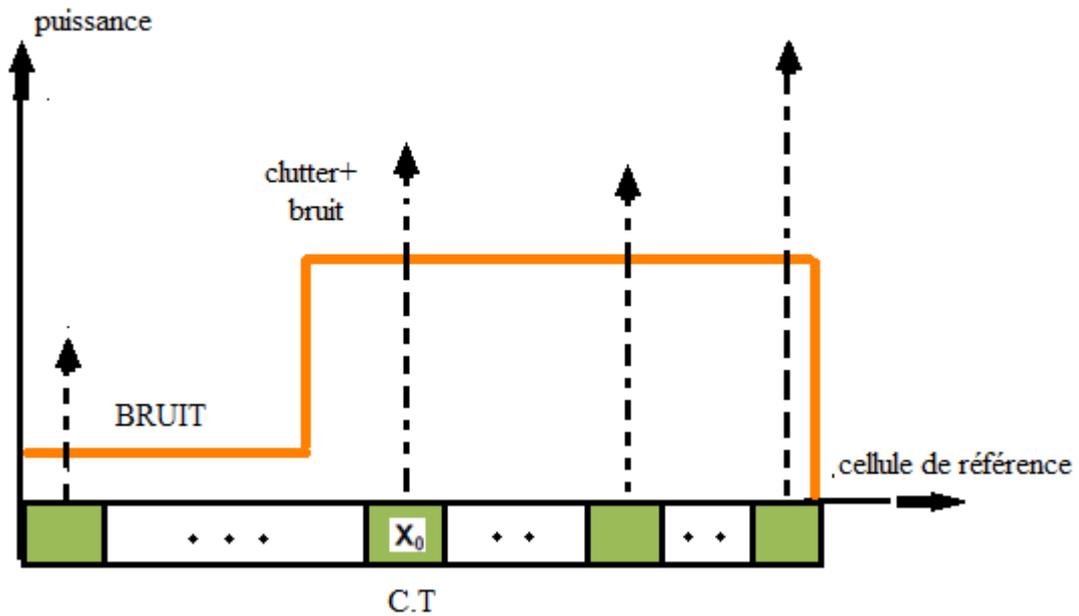
Un bord de clutter est caractérisé par la présence, au niveau de la fenêtre de référence, d'une transition brusque dans la puissance du bruit de fond. En détection radar, cette transition décrit la limite entre deux milieux de nature différente : transition terre-mer, zone claire-nuage.



(a) 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 (III.6) Différentes situations d'environnements non homogènes.

l'objectif du CFAR c'est de pouvoir stipuler le seuil de détection, en face des variations subites dans les milieux environ, effectivement plusieurs situations peuvent diminuer les performances CFAR, pour cela plusieurs algorithmes CFAR sont proposés pour préserver et améliorer les performances du détecteur CFAR [8], les détecteurs CFAR se différencient selon la différence des algorithmes, sachant que la différence de ces algorithmes provient de la méthode mathématique de la forme mathématique de l'estimateur $Z=f(X_1, X_2, \dots, X_N)$ conçu pour estimer la valeur de la puissance du bruit et de clutter.

L'utilisation du détecteur CA-CFAR dans des situations semblables à celles de la figure (III.6) conduit à une importante perte de détection ou à une augmentation du taux de fausse alarme. Dans le cas où la cellule sous test baigne dans le clutter figure (III.6.a), les cellules noyées dans le bruit thermique contribuent à sous-estimer le seuil de détection, ce qui se traduit par une probabilité de fausse alarme (P_{fa}) excessive.

Dans la figure (III.6.b), la cellule sous test étant dans le bruit thermique, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection. Cette situation particulière est connue sous le nom de « l'effet de masque » (masking effect). L'effet de capture, par contre, est obtenu en présence d'interférences dans un clutter homogène (uniforme), lorsque celles-ci contribuent à l'augmentation du seuil de détection [9].

III.3 Étude de quelques types de CFAR

III.3.1 Le CA-CFAR

III.3.1.1 Définition

Le CA-CFAR c'est le processeur CFAR le plus optimal dans le milieu homogène ; Pendant qu'il maintient le taux de fausse alarme constant il maximise la probabilité Pd donc c'est le processeur le plus désirable si il n'ya pas de bord clutter et non pas des cibles interférentes dans la fenêtre de référence, Cependant ce n'ai pas une supposition pratique ; les performances de ce processeur dégradent significativement a un milieu non homogène [10].

Le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging Constant False Alarm Rate) suppose que le signal à la sortie du détecteur quadratique soit décrit par des variables aléatoires exponentielles indépendantes identiquement distribuées (environnement homogène).

Ce détecteur fait la moyenne arithmétique des cellules de référence pour estimer le niveau du clutter. Si N est le nombre de cellules de référence, ce détecteur calcule la somme U des $N/2$ échantillons précédant et la somme V des $N/2$ échantillons suivant la cellule sous test, en tenant compte des cellules de garde **Figure III.2** :

$$U = \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} x_i \quad (\text{III. 1})$$

$$V = \sum_{i=\frac{N}{2}+1}^N x_i \quad (\text{III. 2})$$

Les deux fenêtres U et V sont ensuite additionnées 1 pour obtenir une estimation Z du clutter :

$$Z = U + V \quad (\text{III.3})$$

Le seuil est calculé en multipliant Z par le facteur d'échelle T et le détecteur prend une décision en comparant TZ à l'amplitude Y de l'échantillon dans la cellule de référence :

$$Y \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} TZ \tag{III.4}$$

La notation (II.4) signifie que si $Y > TZ$, alors la décision est en faveur de H_1 (cible présente), sinon elle est en faveur de H_0 (cible absente)

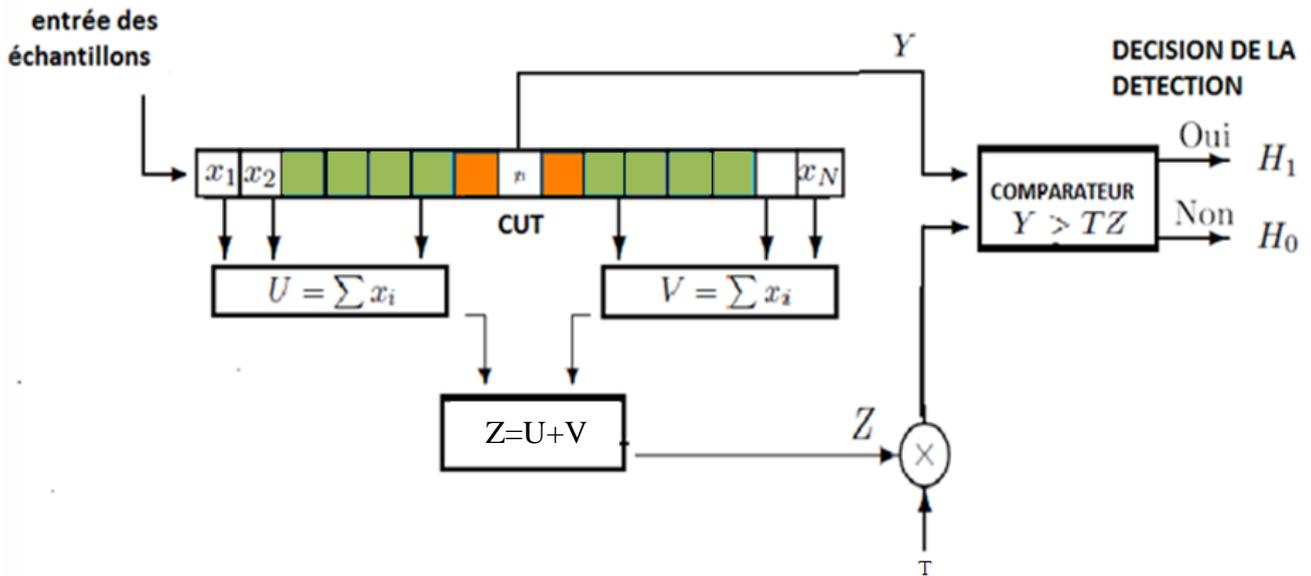


Figure (III.7) Processeur CA-CFAR

III.3.1.2 Étude probabiliste

La densité de probabilité conditionnelle de la sortie de la cellule sous test s'écrit :

$$f_{y/H_i}(y/H_i) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(1+S)} \exp\left[-\frac{y}{2\sigma^2(1+S)}\right] & , \text{pour } i = 1 \\ \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{y}{2\sigma^2}\right] & , \text{pour } i = 0 \end{cases} \tag{III.5}$$

Où σ^2 représente la puissance du bruit et S le rapport signal sur bruit. L'hypothèse H_0 correspond au cas où le bruit est seul alors que l'hypothèse H_1 correspond au cas où le bruit est accompagné d'un signal cible.

La probabilité de détection P_d est donnée par :

$$P_d = E_Z [P(Y > TZ/H_1)] \quad (\text{III.6})$$

où Z est le niveau estimé du bruit et E_Z l'espérance mathématique de Z . D'après les équations (II.5) et (II.6), on a :

$$P_d = E_Z \left[\int_{TZ}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2(1+S)} \exp \left[-\frac{y}{2\sigma^2(1+S)} \right] dy \right] \quad (\text{III.7})$$

Soit :

$$P_d = E_Z \left[\exp \left(-\frac{TZ}{2\sigma^2(1+S)} \right) \right] \quad (\text{III.8})$$

$$= M_Z \left[-\frac{T}{2\sigma^2(1+S)} \right] \quad (\text{III.9})$$

où M_Z est la fonction génératrice des moments (FGM) de la variable aléatoire Z qui s'écrit pour le détecteur CA-CFAR :

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

Où X_i représente la variable aléatoire qui décrit l'amplitude de l'échantillon dans la i ème cellule de référence.

D'autre part, la densité de probabilité donnée par (II.5) est un cas particulier de la densité de probabilité de la distribution Gamma $G(\alpha, \beta)$

$$f_X(x) = \frac{1}{(\alpha)\beta^\alpha} x^{\alpha-1} \exp \left(-\frac{x}{\beta} \right) \quad (\text{III.11})$$

qui a pour FGM [3] :

$$M_x(t) = \frac{1}{(1-\beta t)^\alpha} \quad (\text{III.12})$$

Pour $\alpha = 1$, on obtient une densité de probabilité exponentielle :

$$f_X(x) = \frac{1}{\beta} \exp\left(-\frac{x}{\beta}\right) \quad (\text{III.13})$$

de la même forme que celle donnée par (2.5) avec $\beta = 2\sigma^2(1+S)$ pour l'hypothèse $H1$ et $\beta = 2\sigma^2$ pour l'hypothèse $H0$. Ainsi, en substituant dans l'équation (II.12) α et β on obtient :

la FGM de la variable aléatoire X_i :

$$M_x(t) = \frac{1}{(1-2\sigma^2 t)} \quad (\text{III.14})$$

qui, combinée avec la relation (2.9) et en supposant que les X_i sont indépendantes et identiquement distribuées, donne la FGM de Z :

$$M_Z(t) = M_x^N(t) \quad (\text{III.15})$$

$$= \frac{1}{(1-2\sigma^2 t)^N} \quad (\text{III.16})$$

Finalement, des équations (II.9) et (II.16), on trouve que la probabilité de détection vaut :

$$P_d = \left(\frac{1+S}{1+S+T}\right)^N \quad (\text{III.17})$$

La probabilité de fausse alarme P_{fa} s'obtient simplement en mettant $S = 0$ dans (II.17) car P_{fa} correspond à l'hypothèse $H0$ où le rapport signal sur bruit S est nul (pas de signal) :

$$P_{fa} = (1+T)^{-N} \quad (\text{III.18})$$

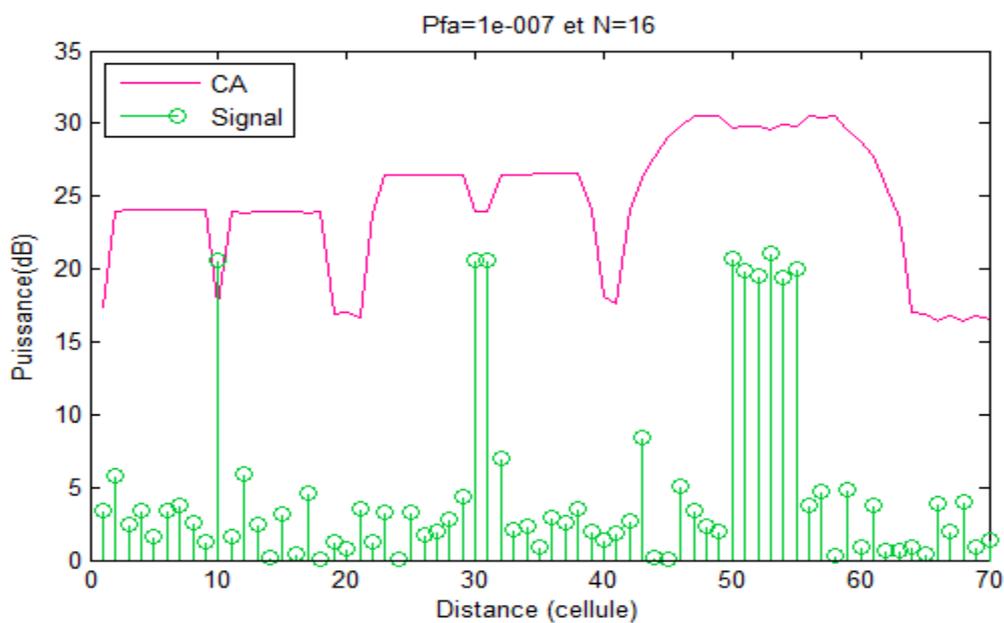
C'est la formule (II.18) qui est utilisée pour calculer le facteur d'échelle correspondant à une probabilité de fausse alarme fixée. Le TABLEAU III.1 présente les valeurs du facteur d'échelle pour différentes probabilités de fausse alarme P_{fa} et différentes valeurs du nombre de cellules de référence N .

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

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

III.3.1.3 Simulation

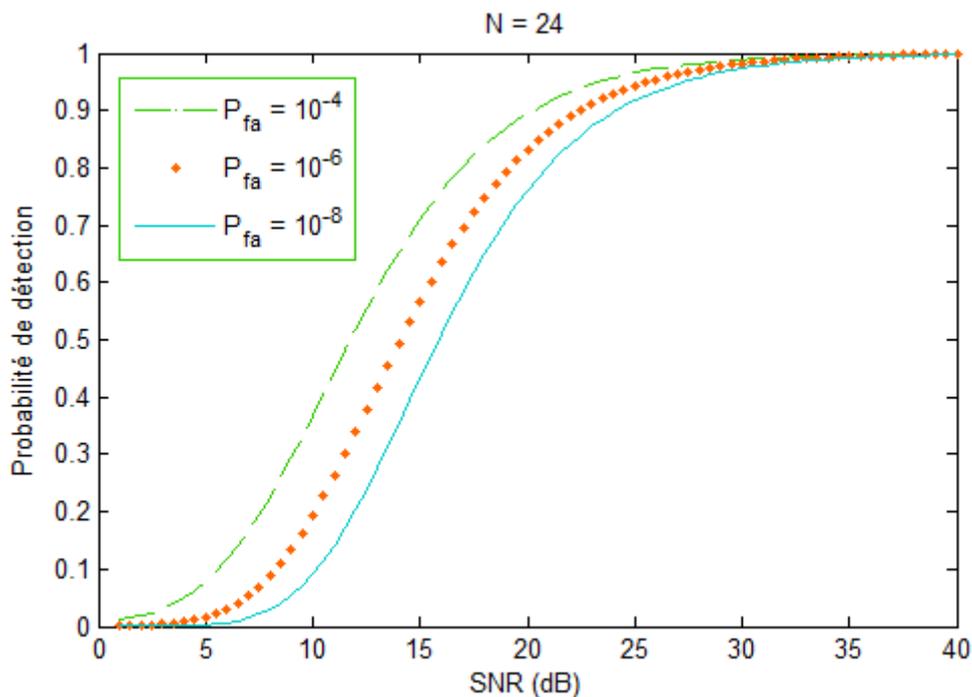
Nous avons généré avec Matlab un signal aléatoire de 70 échantillons qu'on utilisera pour simuler la méthode de détection CA-CFAR. Le but de cette simulation est d'analyser les caractéristiques de ce détecteur en traçant son seuil adaptatif dans différents environnements et en étudiant la probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes probabilités de fausse alarme et différentes valeurs du nombre de cellules de référence.



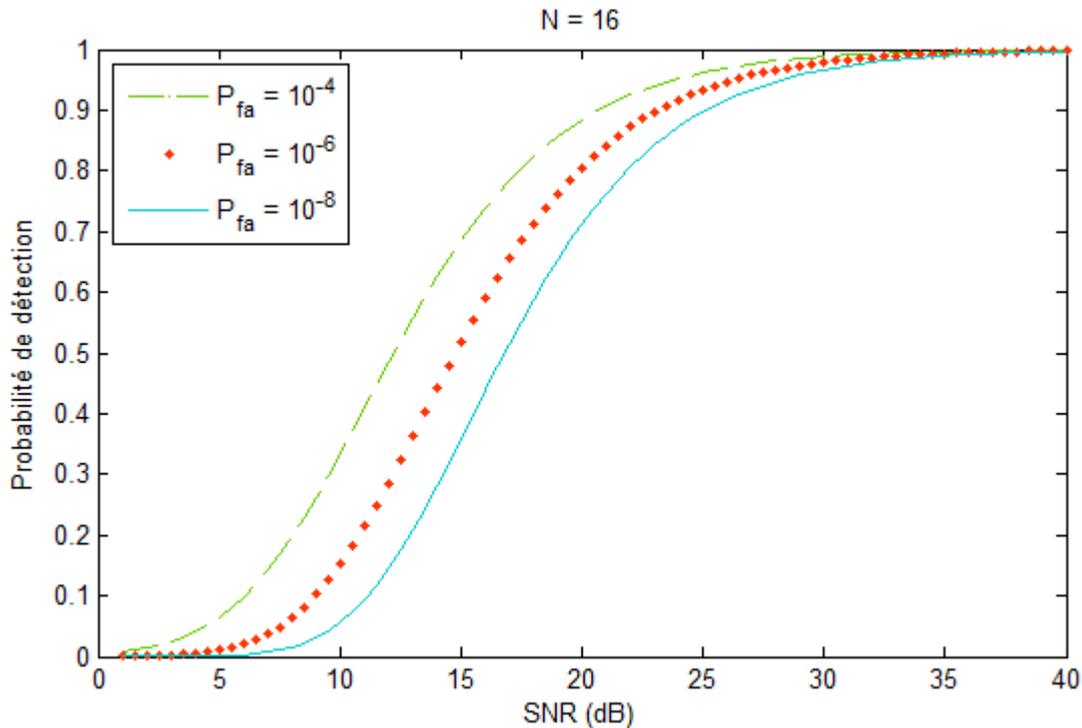
Figure(III.8) Évolution du seuil du détecteur CA-CFAR selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

La figure(III.8) illustre l'évolution du seuil de détection du CA-CFAR dans différents cas d'environnement. Sur l'axe des distances, il y a une cible à la cellule 10, deux cibles interférentes entre elles aux cellules 30 et 31, et enfin un clutter à les cellules de 50 a 55, La cible à la cellule 10 ne peut pas interférer avec les cibles aux cellules 30 et 31 car la distance entre les cellules 10 et 30 est supérieure à 16, qui est le nombre de cellules de référence utilisé. Il en est de même de la cellule 50-55 vis-à-vis des cellules 30 et 31.

Sur la figure(III.8), la cible à la cellule 10, se trouvant dans un environnement homogène, est détectée par le CA-CFAR. C'est dans un tel environnement que le CA-CFAR est destiné à travailler. Par contre, la détection des deux cibles aux cellules 30 et 31 est manquée car chacune de ces cibles (30 et 31) se trouve dans la fenêtre de référence de l'autre, ce qui fait monter démesurément le seuil de détection. Enfin, dans le cas que l'amplitude assez élevée du clutter fait monter plus qu'il n'en faut le seuil de détection. D'une manière générale, plus le clutter pénètre dans la fenêtre de référence, plus le seuil monte et moins probable sera la détection.



Figure(III.9) Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=24$.



Figure(III.10) Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$.

Nous allons maintenant étudier l'influence du rapport signal sur bruit SNR sur la probabilité de détection P_d . Deux cas seront examinés. En fixant le nombre N de cellules de référence et en prenant la probabilité de fausse alarme comme paramètre et vice versa. Les courbes de la probabilité de détection peuvent être tracées de deux manières, soit par le calcul direct à l'aide des équations (II.17) et (2.18), soit par simulation avec la méthode Monte-Carlo. Nous avons opté pour le calcul direct car les expressions de P_d et P_{fa} sont simples pour le détecteur CA-CFAR.

En fixant le nombre de cellules de référence, on constate d'après la figure(III.9) ou figure(III.10) que lorsque le rapport signal sur bruit augmente, la probabilité de détection augmente. C'est ce qu'on pourrait attendre intuitivement car moins le signal est bruité, plus la détection des cibles éventuelles est facile.

On remarque que le cas de $N=24$ est meilleur que le cas de $N=16$ en terme que pour la même valeur de SNR la P_d en cas de $N=24$ est plus que P_d en cas de $N=16$, par exemple pour $SNR=5$ la P_d en cas de $N=24$ est égale à 0.1 alors que la P_d en cas de $N=16$ est égale à 0.05, cette dernière remarque est prouvée aussi dans le cas où on fixe la valeur de P_{fa} . On remarque aussi que la probabilité de détection va dans le même sens que la probabilité de fausse alarme. L'interprétation en est que plus

on essaye de détecter plus de cibles, plus il est probable de faire des erreurs en prenant des pics de bruit pour des cibles.

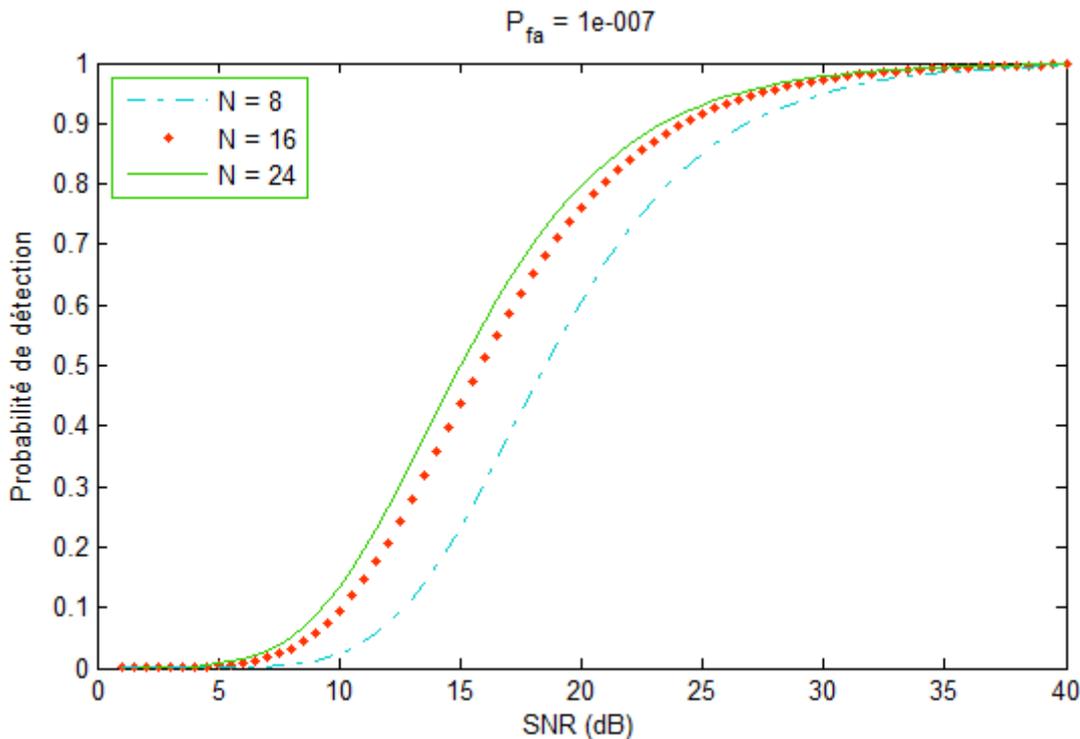


Figure (III.11) Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec N comme paramètre.

En fixant maintenant la probabilité de fausse alarme, la figure (III.11) montre que pour un même rapport signal sur bruit la probabilité de détection s'améliore lorsque le nombre de cellules de référence augmente. D'un point de vue théorique, plus le nombre de cellules de référence est important, plus l'estimation du bruit environnant est meilleure, plus le CA-CFAR approche le détecteur optimal de Neyman-Pearson. Mais ce nombre ne peut pas être pris trop grand car on doit estimer l'entourage direct de la cible. Le détecteur CA-CFAR est basé sur l'hypothèse que le clutter au voisinage de la cellule sous test est homogène.

En pratique, les observations ont montré que le clutter reste homogène sur une distance maximale de un mille nautique (environ 1.8 km). Pour une application convenable du CA-CFAR, le nombre de cellules de référence optimal N_0 est lié à la distance D_{hc} sur laquelle le clutter reste homogène par l'expression :

$$N_0 = \frac{2D_{hc}}{c\tau} - 2N_{cg} - 1 \quad (\text{III.19})$$

où c est la vitesse des ondes électromagnétiques, τ la durée d'une impulsion du signal radar et N_{cg} le nombre de cellules de garde par demi-fenêtre de référence.

III.3.2 L'OS-CFAR

III.3.2.1 Définition

Pour remédier aux problèmes rencontrés par les détecteurs SO- et GO-CFAR (derive de CA-CFAR) dans le cas d'un environnement non homogène, Rohling [13] a introduit un nouveau détecteur basé sur les statistiques d'ordre, c'est-à-dire sur les propriétés statistiques d'un ensemble ordonné d'échantillons. Les échantillons sont ordonnés selon leur amplitude croissante pour obtenir suite d'échantillons ordonnés suivante :

$$X_{(1)} \leq X_{(2)} \leq \dots \leq X_{(k)} \leq \dots \leq X_{(N)} \tag{III.20}$$

L'échantillon $X_{(k)}$, d'ordre k , est ensuite choisi pour représenter le test statistique Z voir figure (II.12)

$$Z = X_{(k)} \tag{III.21}$$

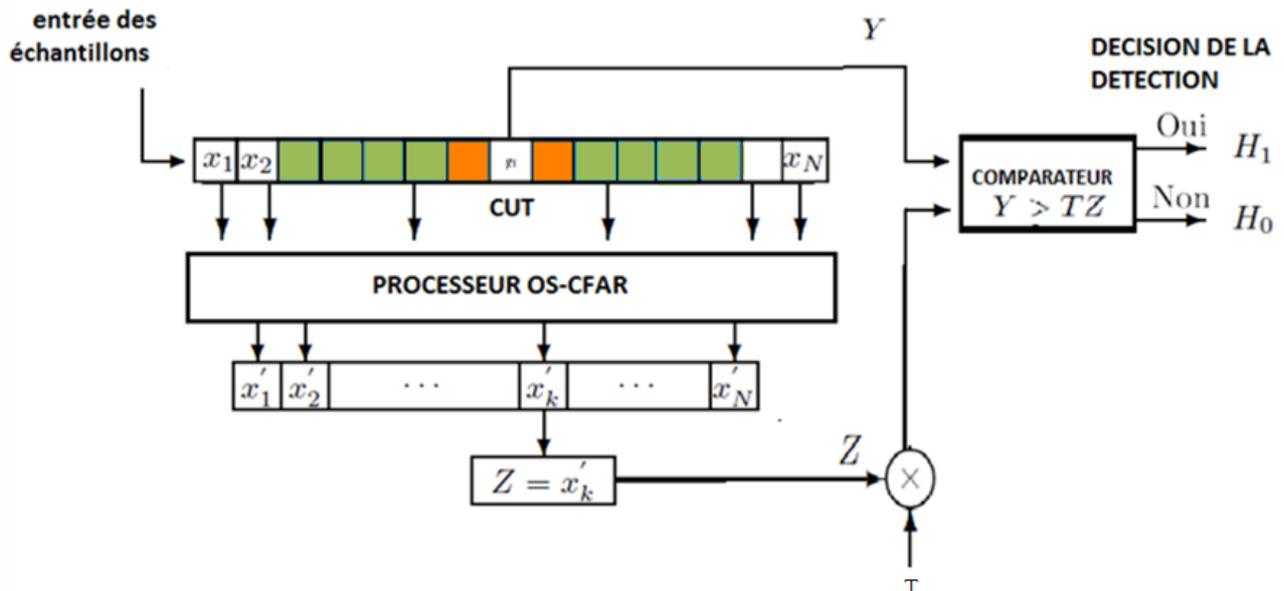


Figure (III.12) Processeur OS-CFAR

Ce détecteur offre une certaine immunité aux cibles interférentes. En effet les échos provenant de ces dernières occupent les positions les plus hautes dans la suite ordonnée (III.20) et seront par conséquent éliminés. Il est évident que si m est le nombre de cibles interférentes, qui apparaissent dans la fenêtre de référence, il faut choisir le paramètre k tel que $k \leq N - m$. Si cette condition n'est pas vérifiée, l'échantillon choisi correspondra à un écho d'une cible interférente et de ce fait la détection de la cible primaire se trouve compromise. Dans [13], l'analyse de l'effet du paramètre k sur les performances de détection dans un clutter de type gaussien a été étudiée et la valeur préconisée pour k est :

$$k = \frac{3N}{4} \quad (\text{III.22})$$

Cette valeur offre un certain compromis entre l'immunité aux cibles interférentes et de faibles pertes de détection dans le cas d'un clutter homogène.

III.3.2.2 Étude probabiliste

La fonction densité de probabilité $f_{X(k)}(x)$ du k ème échantillon de la suite ordonnée (III.20) est donnée par :

$$f_{X(k)}(x) = k \binom{N}{k} [F_X(x)]^{k-1} [1 - F_X(x)]^{N-k} f_X(x) \quad (\text{III.23})$$

où N est le nombre d'échantillons ordonnés et $f_X(x)$ et $F_X(x)$ respectivement la densité de probabilité et la fonction de répartition d'un échantillon non ordonné.

Dans le cas d'une distribution de Rayleigh, l'équation (II.23) devient :

$$f_{X(k)}(x) = \frac{k}{\mu} \binom{N}{k} [e^{-x/\mu}]^{N-k+1} [1 - e^{-x/\mu}]^{k-1} \quad (\text{III.24})$$

Les expressions des probabilités de fausse alarme et de détection sont données par :

$$P_{fa} = k \binom{N}{k} \frac{\Gamma(N-k+1)(k)}{\Gamma(N+1)} \quad (\text{III.25})$$

$$P_d = k \binom{N}{k} \frac{\Gamma\left(N-k+\frac{T}{(1+S)}+1\right)\Gamma(k)}{\Gamma\left(N+\frac{T}{(1+S)}+1\right)} \quad (\text{III.26})$$

Où T désigne le facteur d'échelle de l'OS-CFAR, S le rapport signal sur bruit, Γ la fonction gamma définie par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt, x > 0 \quad (\text{III.27})$$

Et qui se réduit à :

$$\Gamma(x + 1) = x! \quad (\text{III.28})$$

dans le cas où x est un entier positif et :

$$\binom{N}{k} = \frac{N!}{k!(N-k)!} \quad (\text{III.29})$$

Le Tab 2.2 donne le facteur d'échelle correspondant à différents couples courants de la probabilité de fausse alarme et du nombre de cellules de référence.

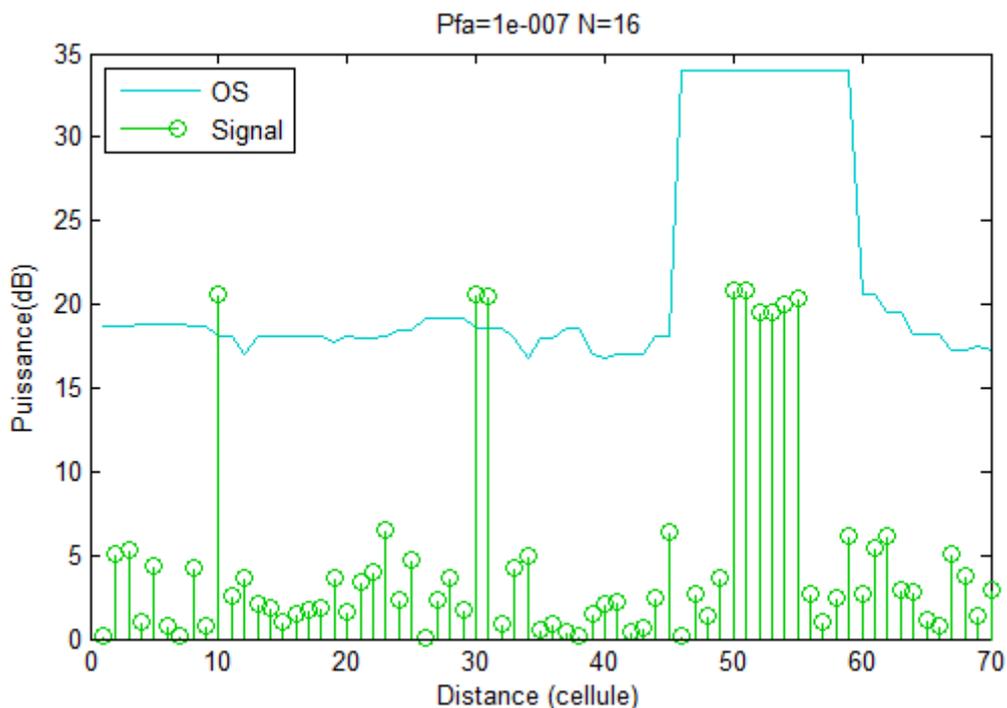
N \ Pfa	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
	8	11.09	18.78	30.08	46.70
16	7.429	11.08	15.54	20.95	27.54
24	6.509	9.346	12.59	16.30	20.52
32	6.088	8.585	11.34	14.40	17.78

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

III.3.2.3 Simulation

Comme pour le détecteur le CA-CFAR étudié ci-dessus, un signal aléatoire de 70 échantillons est utilisé pour la simulation du détecteur OS-CFAR. Le seuil adaptatif est tracé dans les environnements homogènes, à cibles interférentes et clutter et enfin à plus de 0.25 N cibles interférentes. La probabilité de détection du détecteur est aussi étudiée en fonction du rapport signal sur bruit en fixant la probabilité de fausse alarme et le nombre de cellules de référence.

La figure (III. 13) montre le comportement de l'OS-CFAR dans différents cas d'environnements. Sur l'axe des distances, il y a une cible à la cellule 10, deux cibles interférentes aux cellules 30 et 31, et un clutter aux cellules 50 à 55.



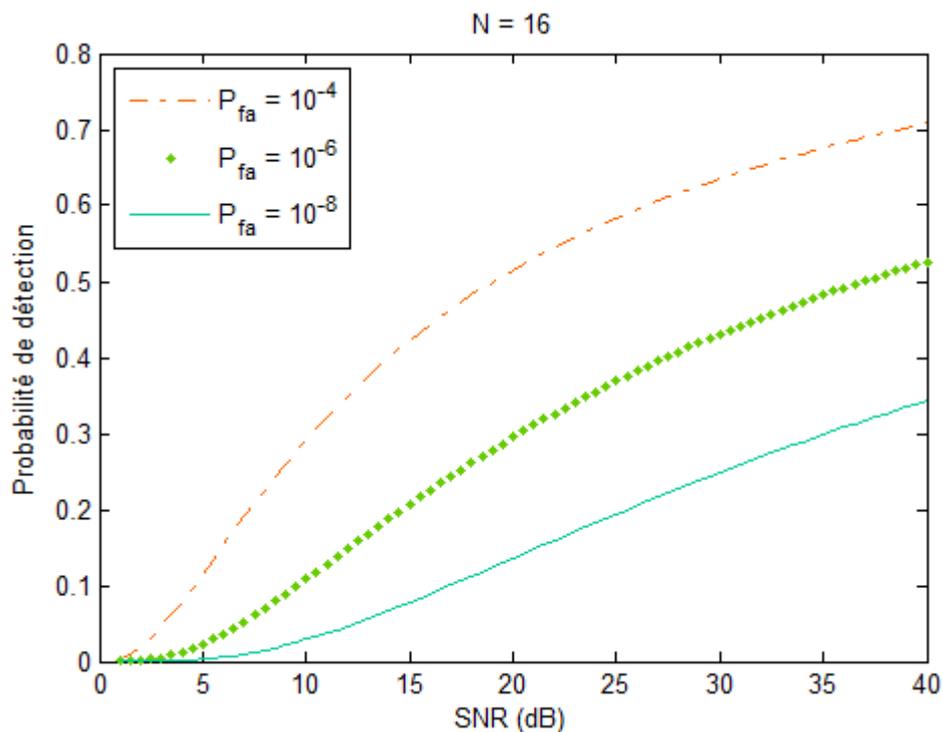
La Figure(III.13) Évolution du seuil du détecteur OS-CFAR selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

On constate sur La figure(III.13) que la cible 10, située dans un environnement homogène, est détectée par l'OS-CFAR. Dans un tel environnement, l'OS-CFAR se comporte assez bien relativement au détecteur CA-CFAR, avec une priorité pour ce dernier l'OS-CFAR présente des pertes en détection par rapport au CA-CFAR. Lorsqu'il y a des cibles interférentes, les performances de l'OS-CFAR dépendent du nombre de ces cibles. si le nombre de cibles interférentes est inférieur

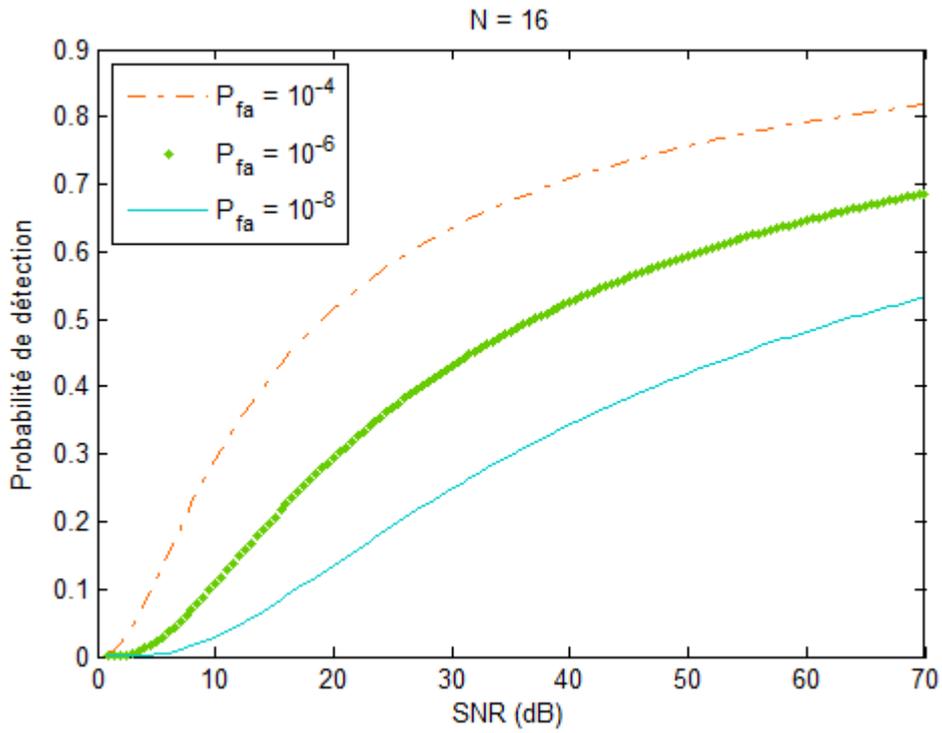
ou égal à $0,25N$, soit à 2 dans le cas de la La figure(III.13) où $N = 16$, les cibles sont détectées, comme c'est le cas des deux cibles 30 et 31 ; dans le cas contraire les cibles ne peut être détectées. Enfin, les cellules de 50 à 55 présente un clutter, est évité par l'OS-CFAR parce que le seuil de détection de l'OS-CFAR est assez élevé.

Dans un environnement à cibles interférentes et/ou clutter, l'OS-CFAR se comporte donc mieux que le CA-CFAR en détectant des cibles interférentes dont le nombre ne dépasse pas $0.25N$, ou une cible noyée dans un clutter.

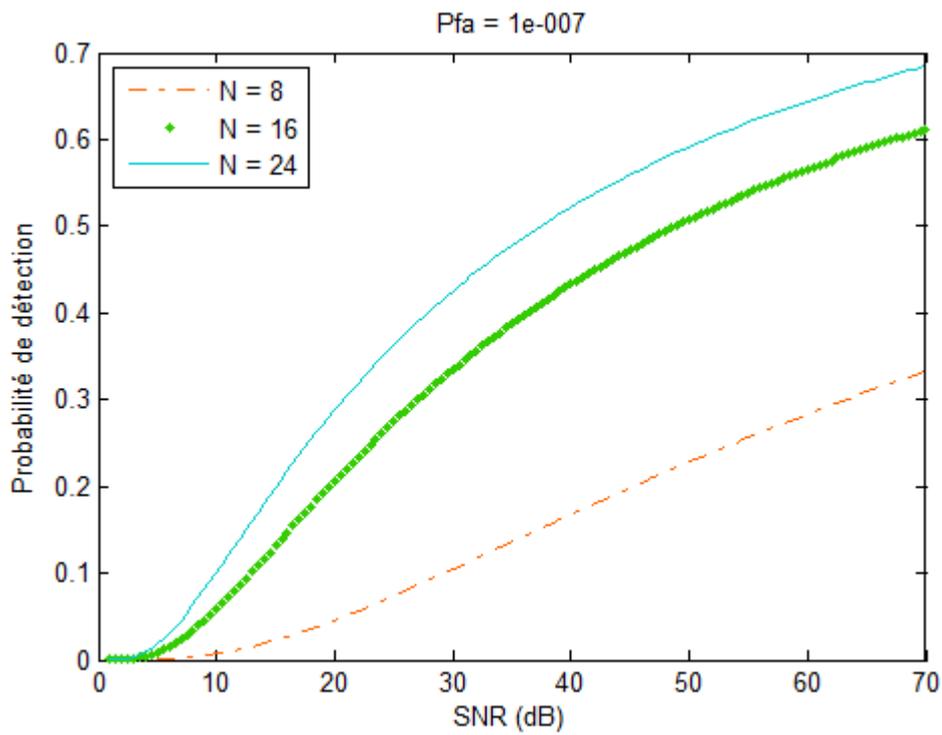
Concernant l'influence du rapport signal sur bruit SNR sur la probabilité de détection P_d , l'allure des courbes est identique à celle des courbes (figure III.9 et III.11) du CA-CFAR, c'est-à-dire lorsque le nombre N de cellules de référence augmente ou que la probabilité de fausse alarme P_{fa} diminue, les performances de l'OS-CFAR s'améliorent.



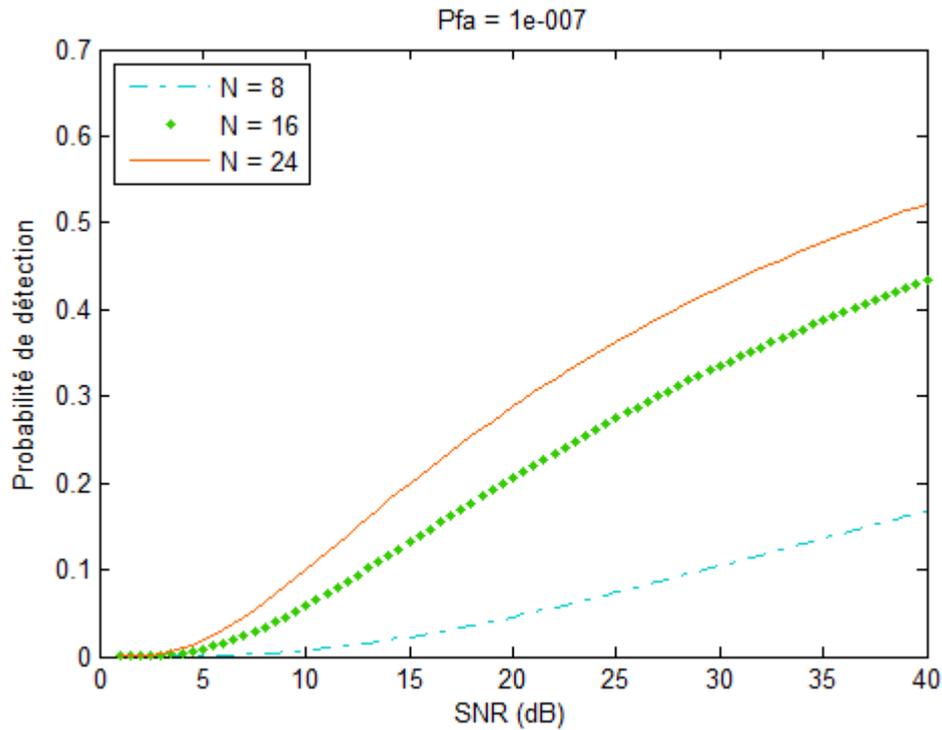
Figure(III.14) Probabilité de détection de l'OS-CFAR en fonction de SNR (40) avec P_{fa} comme paramètre



Figure(III.15) Probabilité de détection de l’OS-CFAR en fonction de SNR (70) avec P_{fa} comme paramètre



Figure(III.16) Probabilité de détection de l’OS-CFAR en fonction de SNR (70) avec N comme paramètre



Figure(III.17) Probabilité de détection en fonction de SNR (40) avec N comme paramètre

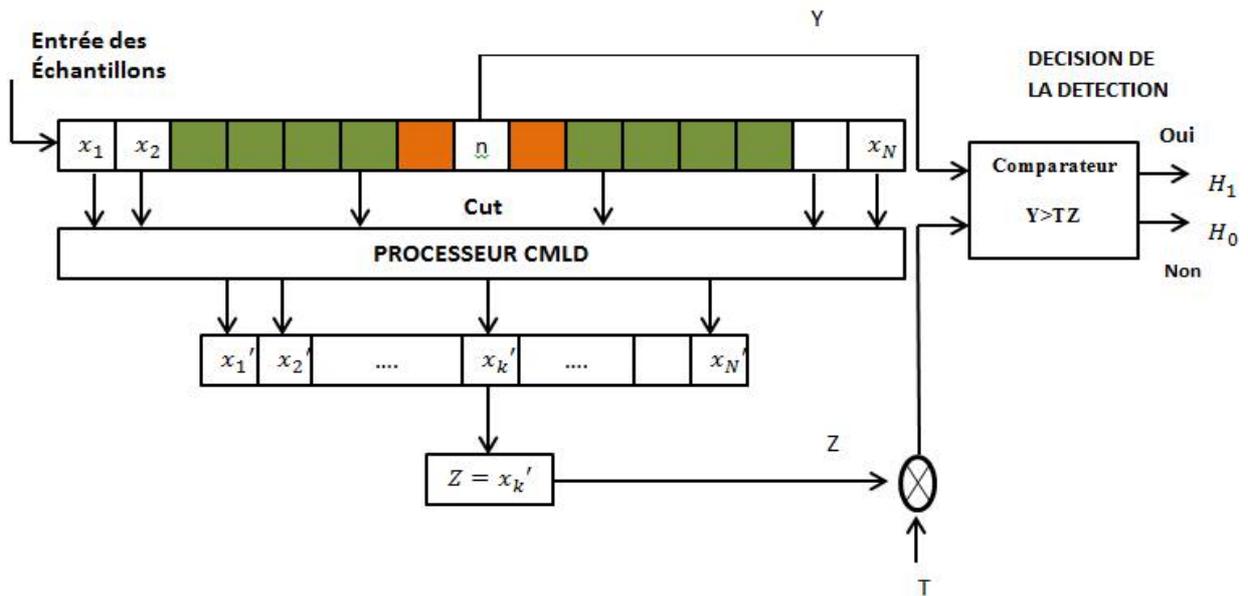
III.3.3 Le CMLDK-CFAR

III.3.3.1 Définition

Le CMLD-K c'est un processeur optimal dans le milieu non homogène, et il fonction comme un processeur CA-CFAR dans le milieu homogène

La sortie du récepteur quadratique détecté et échantillonnée dans la gamme par les cellules de résolution de gamme, comme le montre la figure (II.18). Dans la fenêtre de la cellule à l'essai de référence, nous pouvons avoir du bruit et / ou les échos d'un nombre fixe de cible et les cibles interférentes. Le premier écho de retour de cible est observé dans la cellule en cours de test. Les sorties des cellules de référence $j = 1, 2, \dots, N$, sont ensuite introduits dans un dispositif de classement qui à son tour, transmet les échantillons dans l'ordre croissant en fonction de leur importance pour donner le N échantillons commandés

Le nombre de cellule interférentes est suppose connu à priori, et ne dépassant pas le point k . Ainsi pour former l'estimateur de bruit de fond, il faut censurer les k cellules les plus élevées en puissance et sommer les cellules restantes



$$Z = \sum_{i=1}^{N-k} x_i \tag{III.30}$$

Figure (III.18) Processeur CMLDK-CFAR

Le CMLD-K CFAR trie toutes les cellules de référence actuellement en ordre décroissant puis supprime k échantillons de cellules de référence de la maximale La valeur de l'échantillon, et prend la combinaison linéaire des autres cellules de référence que l'estimation de l'encombrement de la cellule de détection puissance Z

III.3.3.2 Étude probabiliste

La fonction génératrice du moment est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_Z(\omega) = \int_0^\infty f_Z(Z) \exp(-Z\omega) dZ & (a) \\ \Phi_{X0/H1}(\omega) = \int_0^\infty P_{X0/H1}(x) \exp(-x\omega) dx & (b) \\ \Phi_{X0/H0}(\omega) = \int_0^\infty P_{X0/H0}(x) \exp(-x\omega) dx & (c) \end{cases} \tag{III.31}$$

En utilisant l'équation (a) et (b), on obtient :

$$Pd = - \sum_i \text{Res} [\omega^{-1} \Phi_{X_0/H_1}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_i] \quad (\text{III.32})$$

Avec : Pd c'est la probabilité de détection, ω_i sont les pôles à partie réelle négative de Φ_{X_0/H_1} .

T est le facteur d'échelle,

En traitement mono-impulsion, Φ_{X_0/H_1} est donnée par :

$$\Phi_{X_0/H_1}(\omega) = \frac{(1+\omega)^{\eta-1}}{(1+b\omega)^n} \quad (\text{III.33})$$

Avec : $b = 1 + SNR/\eta$ et $\eta > 0$ (degrés de liberté).

$\eta = 1$ Correspond aux modèle SWI et SWII, $\eta = 2$ correspond aux cibles SWIII et SWIV.

Afin de déterminer $pd(k)$ en milieu homogène en fonction de T_k , on doit trouver l'expression de Φ_Z sous l'hypothèse que les cellules de référence X_1, X_2, \dots, X_N sont des variable IID, exponentiellement à partir d'un échantillon de référence de taille N , sont des processus non indépendants et non identiquement distribués (bien que les N cellules de référence soient IID).

Si les X_i suivent une distribution exponentielle ($\mu = 1$), alors la densité de probabilité (Pdf) de la statistique $X(k)$ d'ordre k est donnée par [18] :

$$f_k(x) = k \cdot \binom{N}{k} [1 - xp(-x)]^k \exp - (N - k + 1)x \quad (\text{III.34})$$

La relation (4.1) montre que Z est exprimé en fonction de processus non indépendants, ce qui ne permet pas d'avoir directement sa MGF Φ_Z . Pour contourner ce problème, on utilise les variables d'écart normalisées [18] définies par :

$$Y_j = (N - j + 1)(X(j) - X(j - 1)) \quad (\text{III.35})$$

Avec $j=1, \dots, N-k$ et $X(0)=0$.

dans [18], il est montré que les variables Y_j sont positives, indépendantes et suivent la même distribution que l'échantillon de référence (Pdf exponentielle). En inversant la transformation (4.7).

On obtient :

$$X(j) = \sum_{i=1}^{i=j} \frac{Y_i}{N+1-i} \quad (\text{III.36})$$

Pour exprimer Z en fonction des Y_j , on substitue (4.8) dans (4.1) :

$$Z = \sum_{j=1}^{N-k} a_j Y_j \quad (\text{III.37})$$

Avec

$$a_j = \frac{N-k+1-j}{N+1-j} \quad (\text{III.38})$$

D'après [26] et en utilisant (4.9), la MGF de Z peut être exprimée par :

$$\Phi_Z(\omega) = \Phi_{Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-k}}(a_1\omega, a_2\omega, \dots, a_{N-k}\omega) \quad (\text{III.39})$$

A partir du moment où les Y_j sont statistiquement indépendants, la MGF jointe des variables Y_1, \dots, Y_{N-k} est simplement le produit des MGF individuelles de chaque Y_j , ainsi :

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^{N-k} \int_0^{\infty} e^{-Y_j(a_j\omega+1)} dY_j \quad (\text{III.40})$$

En intégrant cette expression, on obtient :

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^{N-k} \left\{ 1 + \frac{N-k+1-j}{N+1-j} \omega \right\}^{-1} \quad (\text{III.41})$$

Pour k fixe et sachant que Φ_{X_0/H_1} possède un pôle simple au point $\omega_0 = -(1 + SNR)^{-1}$ (Pour les cibles SW et SW2 en mono-impulsion), $P_d(k)$ est obtenu en substituant (4.13) et (4.5) (avec $\eta = 1$) dans (4.4), ainsi :

$$P_d = \binom{N}{N-k} \prod_{j=1}^{N-k} \left(\frac{T_k}{1+SNR} + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1} \quad (\text{III.42})$$

La probabilité de fausse alarme est obtenue de l'équation précédente en annulant le snr

Le Tab 3.3 donne le facteur d'échelle correspondant à différents couples courants de la probabilité de fausse alarme et du nombre de cellules de référence.

N \ Pfa	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
	8	4.38	7.27	11.52	17.75
16	1.79	2.57	3.51	4.66	6.05
24	1.64	2.25	2.96	3.78	4.73
36	1.05	1.39	1.76	2.17	2.63

TABLEAU III.3 Valeurs du facteur d'échelle de CMLD(K)-CFAR.

III.3.3.3 Simulation

Un signal aléatoire de 70 échantillons qu'on utilisera pour simuler la méthode de détection CMLD-K. Le seuil adaptatif est tracé dans les environnements à cibles interférentes et clutter et enfin à K cibles interférentes.

La probabilité de détection du détecteur est aussi étudiée en fonction du rapport signal sur bruit en fixant la probabilité de fausse alarme et le nombre de cellule de référence.

La figure (II.19) montre le comportement de CMLD-K dans différentes cas d'environnements. Sur l'axe des distances, il ya une cible à la cellule 10, deux cibles interférentes aux cellules 30 et 31, et un clutter aux cellules 50 à 55.

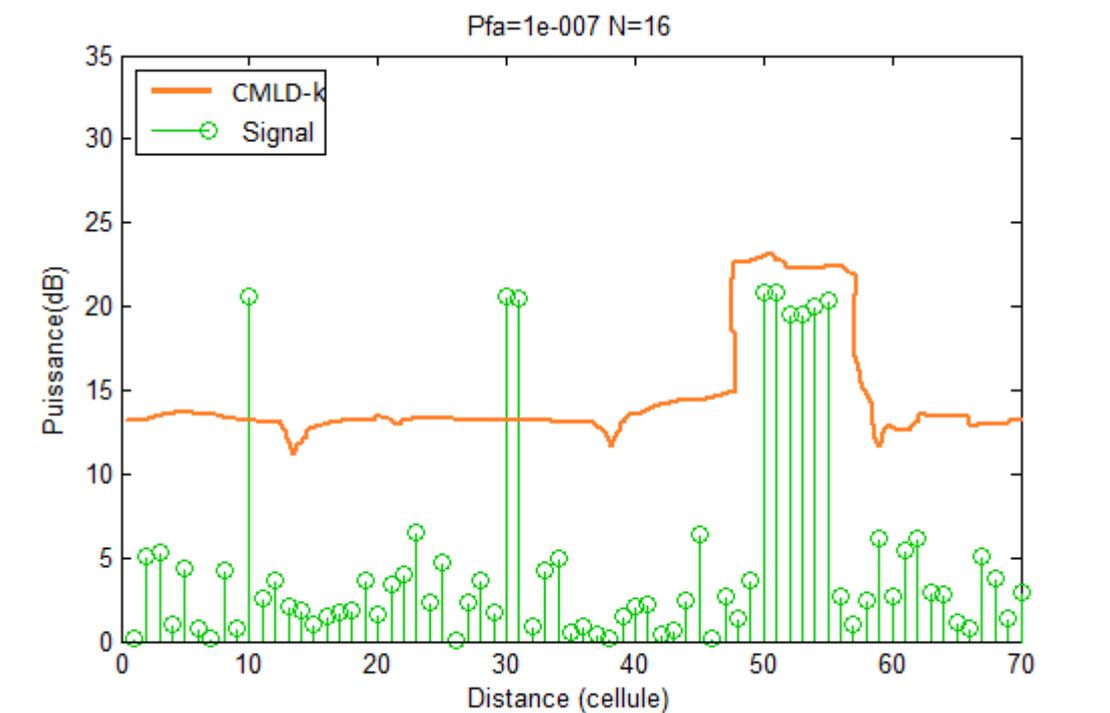


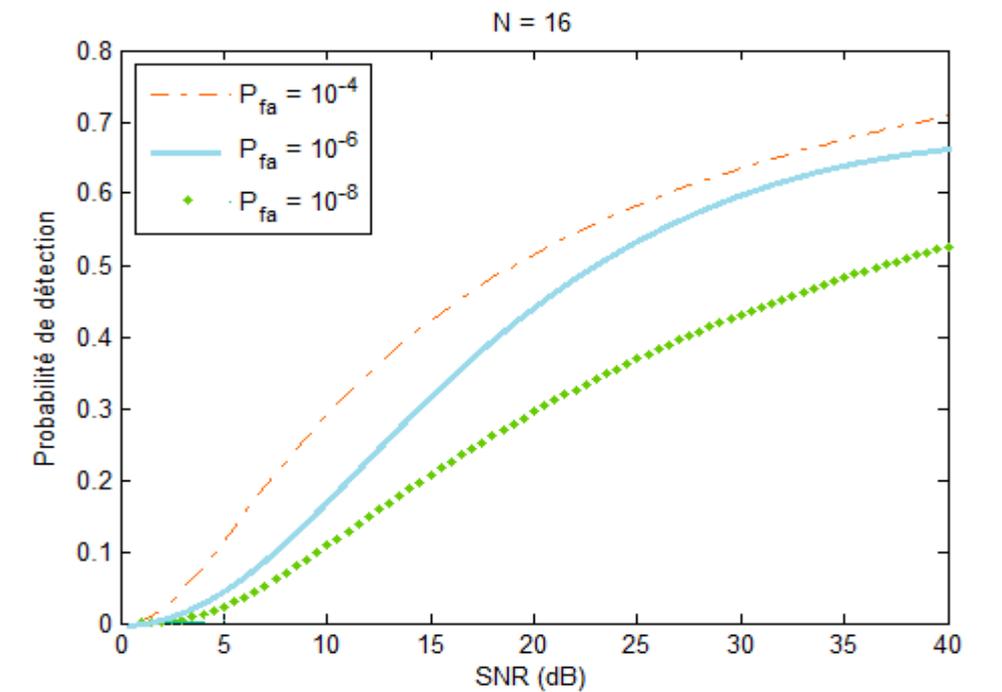
Figure (III.19) : évolution du seuil du détecteur CMLD-K selon le degré d'homogénéité de l'environnement.

La cible 10, dans un environnement non homogène, est détectée par CMLD-K. dans un environnement homogène le CMLD-K se comporte de la même façon que le CA-CFAR, par contre

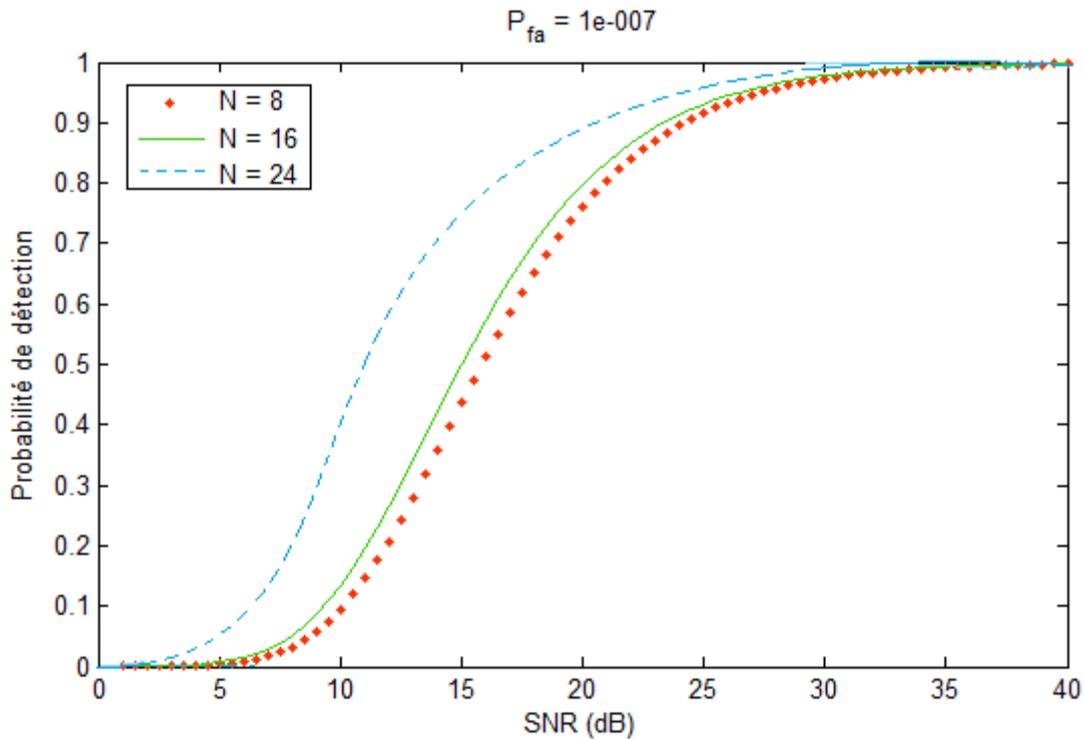
dans un environnement non homogène, le CMLD-k se comporte mieux que l'CA-CFAR, ainsi que l'OS-CFAR, aussi le CMLD-K présente des pertes légères en détection par rapport au CA-CFAR. Lorsqu'il ya des cibles interférentes, les performances du CMLD-K dépendent du nombre de ces cibles. si le nombre de cibles interférentes est inférieur ou égale à K, soit à 2 dans le cas de la figure (II.18) ou N=16, les cibles sont détectées, comme c'est le cas des deux cibles 30 et 31; dans le cas contraire les cibles ne peut être détectées.

Enfin, les cellules de 50 à 55 présente un clutter, est évité par le CMLD-K parce que le seuil de détection du CMLD-K est assez élevé.

Dans ce qui suit la probabilité de détection est illustré dans les figures (III.20) et (III.21) en fonction du SNR, une fois avec N fixe et différentes Pfa. Et l'autre avec un Pfa fixe et différentes nombres de cellules.



Figure(III.20) Probabilité de détection de CMLD-K CFAR en fonction de SNR (40) avec P_{fa} comme paramètre



Figure(III.21) Probabilité de détection en fonction de SNR (40) avec N comme paramètre

Ce qu'on peut constater des deux figures, que dans la première figure, avec N fixe et égale à 16, et différentes P_{fa} (10^{-4} , 10^{-6} et 10^{-8}), la meilleure probabilité de détection correspond au $P_{fa} = 10^{-4}$. Par contre dans la deuxième figure, avec P_{fa} fixe et égale à 10^{-7} et différents nombre de cellules (8, 16 et 24), la meilleure probabilité de détection correspond à $N=24$.

III.4 Comparaison CMLD-K CFAR/OS-CFAR

Dans ce qui suit, on va comparer entre les performances des trois processeurs dans un environnement à cible interférente. On a fixé le nombre des interférences à 16 et le P_{fa} à 10^{-7} .

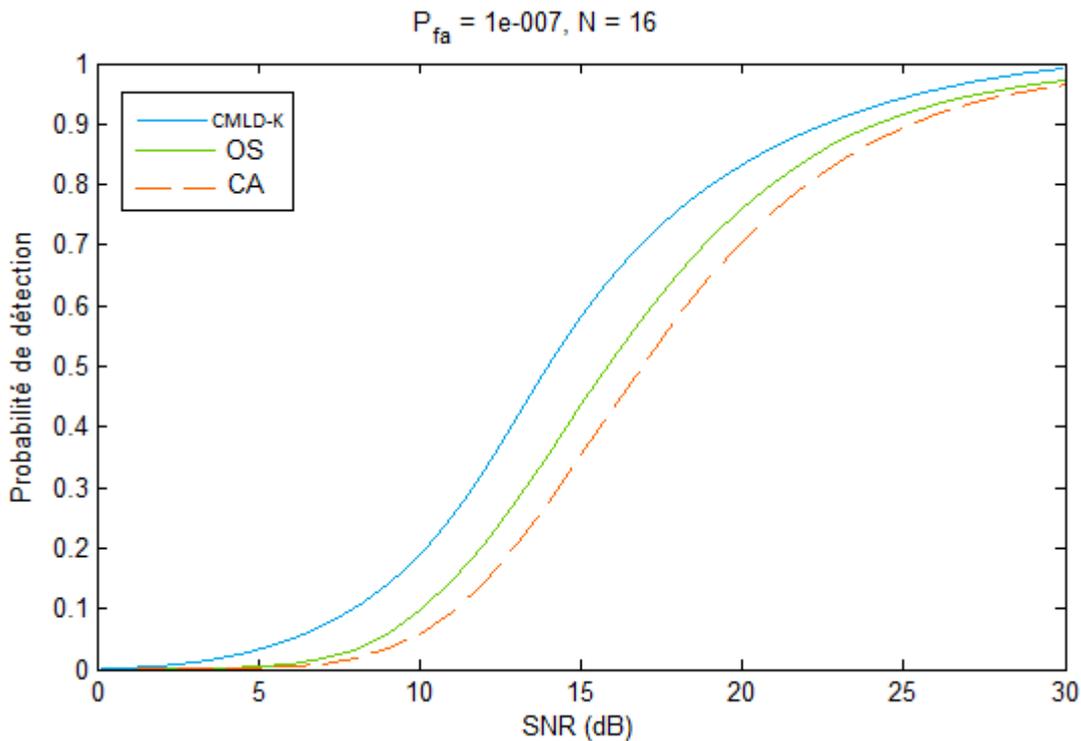


Figure (III.22) Comparaison des probabilités de détection du CMLD-K CFAR, l'OS-CFAR et de CA-CFAR dans un Environnement non homogène.

Pour un environnement homogène, le fonctionnement du détecteur CMLD-K est partielle a celui du détecteur CA-CFAR, alors que ce derniers est meilleur qu'au détecteur OS-CFAR, par contre dans un environnement non homogène le CMLD-K est plus performant qu'aux CA-CFAR et OS-CFAR. Remarque : il est nécessaire de savoir que si le nombre des interférences sont supérieures à K, la performance du détecteur CMLD-K se dégrade.

III.5 Conclusion

Selon la nature du seuil de détection, les techniques de détection radar peuvent être classées en deux types classiques, où le seuil de détection est fixe et adaptatives, appelées aussi CFAR, qui ont l'avantage de l'adaptation continue du seuil par rapport au niveau du bruit.

Il existe plusieurs types de processeurs CFAR, parmi ces détecteurs on a opter à étudier le CA-CFAR, l'OS-CFAR, et le CMLD(K)-CFAR.

On a constaté que le détecteur CMLD-K CFAR est plus robuste par rapport aux deux détecteurs précédemment cités. Pour cela on a opté de lui appliquer la fusion qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV:
ÉTUDE DE CENTRE DE FUSION DE
PROCESSEUR CMLDK-CFAR

IV.1 Introduction :

Au chapitre précédent, nous avons analysé la méthode de détection CFAR en mettant l'accent sur les détecteurs CA-CFAR, l'OS-CFAR et CMLD-K CFAR par la comparaison de leurs performances dans différents environnements. Il a été montré que dans un environnement homogène les deux détecteurs ont des performances comparables mais avec une légère supériorité du CMID-K CFAR et CA-CFAR sur l'OS-CFAR, celui-ci ayant des pertes en détection par rapport à celui-là ; dans un environnement à cibles interférentes, les performances du CA-CFAR se dégradent sérieusement alors que CMLD-K CFAR et l'OS-CFAR reste relativement robuste, pour cela nous avons proposé de fusionner deux détecteur CMLD-K CFAR pour augmente leurs performances .

Est- ce-que c'est possible de fusionner les deux détecteurs CMLD-K CFAR ?

Et si c'est faisable on qu'elles façons on va les fusionner ?

Par la suite on va répondre à cette problématique

La réponse est oui, c'est possible de fusionner les deux détecteurs, la méthode utilisé est éclairée par la suite :

Dans ce chapitre, nous présentons un nouveau détecteur avec comme objectif gardé le CA-CFAR dans un environnement homogène avec des pertes en détection moindres que celles de l'OS-CFAR, et de l'OS-CFAR dans un environnement à cibles interférentes pour éviter les dégradations de performances du CA-CFAR.

Puisque le CMLD-K container les performances du CA-CFAR et L'OS-CFAR en va fusionner deux CMLD-K CFAR avec les méthodes de AND et OR et en compare les résultats

IV .1 DÉTECTION CMLD(K)-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 σ^2 , alors la fonction conditionnelle de densité de probabilité du teste statistique q_i^0

de la cellule du détecteur i , $i=1,2,\dots,n$.

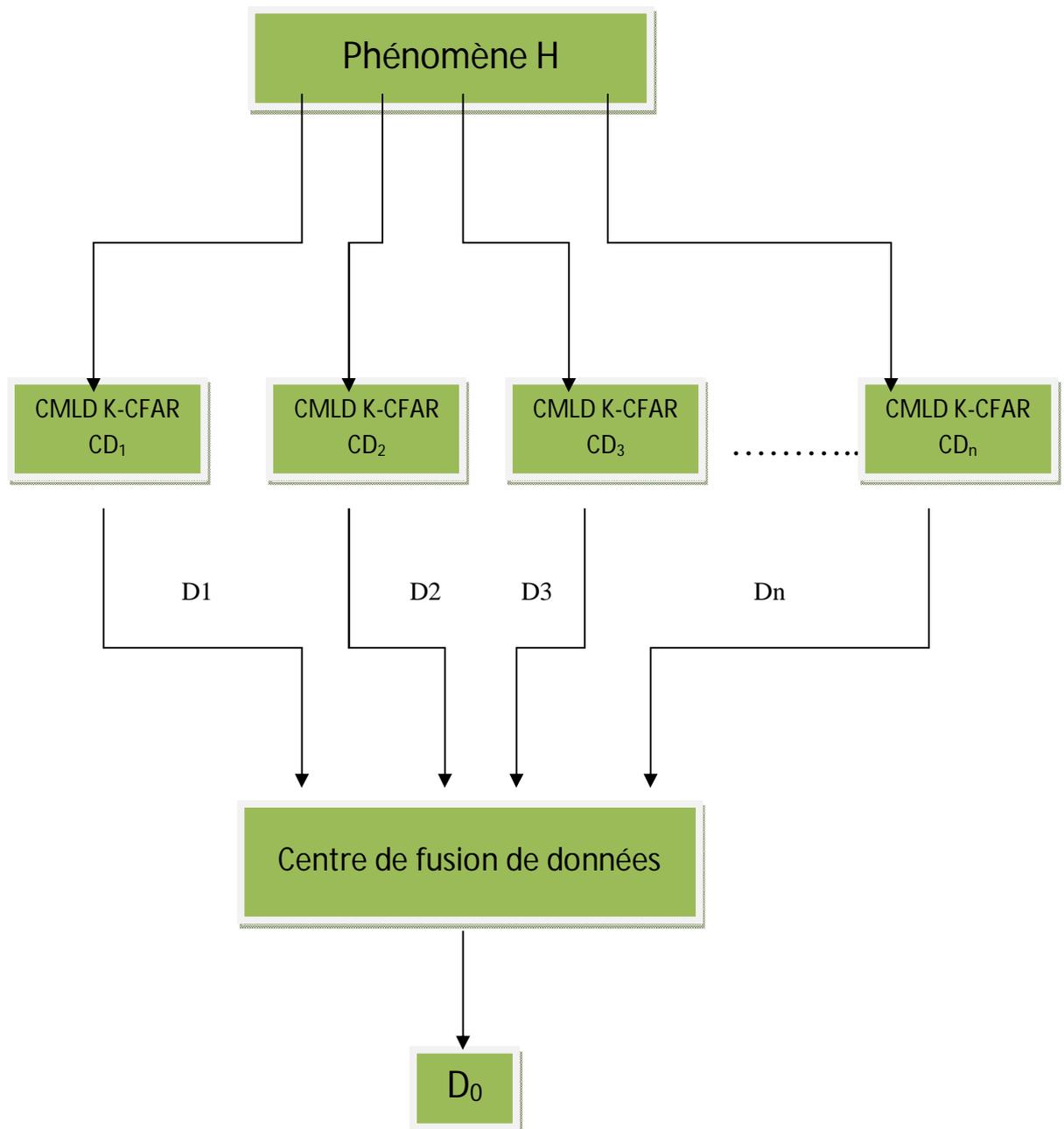


Figure IV.1: détection CMLD-K distribué avec un centre de fusion

P_{Q_0/H_1} et donner par :

$$P_{Q_0^i/H_j}(q_0^i/H_j) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(1+S_i)} e^{-q_0^i/2\sigma^2(1+S_i)} , \text{ pour l'hypothèse } H_1 \\ \frac{1}{2\sigma^2} e^{-q_0^i/2\sigma^2} , \text{ pour l'hypothèse } H_0 \end{cases} \quad (VI.1)$$

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 P_D pour le détecteur i , $i = 1,2,\dots, n$, est donnée par :

$$P_D^i = \int_0^\infty \Pr(Q^i > T_i q^i / Q^i, H_1) P_Q^i(q^i) . dq^i \quad (VI.2)$$

Où :

T_i et le facteur de la graduation du détecteur CMLD k-CFAR, $i=1,2,\dots,n$,

Et :

$P_{Q^i}(q^i)$ désigne la fonction de densité de probabilité du seuil adaptatif au $n^{i\text{ème}}$ détecteur CMLD k-CFAR.

En outre :

$$P_D^i = \int_0^\infty \Pr(Q^i > T_i q^i / Q^i, H_1) P_Q^i(q^i) . dq^i = \exp \left[-\frac{T_i q^i}{(1+S)} \right] \quad (VI.3)$$

Puisque les échantillons du bruit, pour chaque détecteur de CA-CFAR, sont distribués de façon identique, la probabilité de la détection des différents détecteurs peut être écrite comme :

$$P_{D_i} = \binom{N_i}{N_i - K_i} \prod_{j=1}^{N-K} \left(\frac{T}{1+SNR} + \frac{N_i - J + 1}{N_i - K_i - J + 1} \right)^{-1} \quad (\text{VI.4})$$

Chaque détecteur de CMLD K-CFAR transmet sa décision au centre de fusion de données, ces décisions locales des différents détecteurs sont notées par D_i , avec $i=1,2,\dots,n$. ou

$$D_i = \begin{cases} 0, & \text{si le détecteur } i \text{ décide } H_0 \\ 1, & \text{si le détecteur } i \text{ décide } H_1 \end{cases}$$

Afin de pouvoir exprimer la probabilité globale de détection P_D , la probabilité globale de fausse alarme P_F et la probabilité globale de non détection P_M du centre de fusion de données, en fonction des probabilités de fausse alarme et de non détection des détecteurs locaux, c.-à-d., P_{F_i} et P_{M_i} nous définissons les quantités suivantes:

$$D = (D_1, D_2, \dots, D_n)^T$$

$$M_D = \prod_{S^0} P_{M_j} \prod_{S^1} (1 - p_{M_K}) = P(D/H_1) \quad (\text{VI.5})$$

Avec :

M_D = probabilité de prendre une décision sachant H_1 , c.à.d. de prendre une décision en présence de cible.

$\prod_{S^0} P_{M_j}$: Le détecteur j à décider 0 dans l'hypothèse $H_1 \rightarrow$ non détection P_{M_j} est la probabilité de non détection pour le détecteur j .

$\prod_{S^1} (1 - p_{M_K})$: Le détecteur j à décider 1 dans l'hypothèse $H_1 \rightarrow$ détection $(1 - P_{M_K})$ est le complément de la probabilité de non détection pour le détecteur k , c'est la probabilité de détection.

$$F_D = \prod_{S^0} (1 - P_{F_j}) \prod_{S^1} P_{F_K} = P(D/H_0) \quad (\text{VI.6})$$

F_D = probabilité de prendre une décision sachant H_0 , c.-à-d. de prendre une décision en l'absence de la cible.

$\prod_{S^0} (1 - P_{F_j})$: Le détecteur j à décider 0 dans l'hypothèse H_0 → le complément de Pfa (Pfa : décider 1 en H_0).

$\prod_{S^1} P_{F_k}$: Le détecteur j à décider 1 dans l'hypothèse H_0 → Fausse alarme P_{FK} est la probabilité de fausse alarme pour le détecteur k.

$$P_{KD} = \Pr(D_0 = k/D), k = 0,1 \quad (\text{VI.7})$$

D_0 =décision globale au centre de fusion de données

S^0 =ensemble des j, ($j \neq 0$), tel que D_j est un élément de D et $D_j = 0$.

S^1 =ensemble des K, ($k \neq 0$), tel que D_k est un élément de D et $D_k = 1$.

Nous pouvons exprimer P_D , P_M , et P_F de la manière suivante :

$$P_M = \sum_D P_{0D} M_D$$

P_M : probabilité de non détection.

P_{0D} : probabilité que la décision globale du centre de fusion est égale à 0 sachant D.

(D : l'ensemble des décisions des détecteurs).

$$P_F = \sum_D P_{1D} F_D \quad (\text{VI.8})$$

P_F = probabilité de fausse alarme

P_{1D} =probabilité que la décision globale du centre de fusion est égale a 1 sachant D.

(D : l'ensemble des décisions des détecteurs)

Et :

$$P_D = 1 - P_M \quad (\text{VI.9})$$

Ou : $\sum_D =$ l'addition des valeurs globales possibles de D. les probabilités de transition

P_{0D} et P_{1D} sont déterminées par la règle de fusion de données.

Alors D peut prendre 2^n des valeurs possibles, il y a 2^n possibilités pour P_{0D} et P_{1D} .

Le but est de maximiser la probabilité globale de détection tout en conservant la probabilité globale de fausse alarme constante. Pour faire ceci, nous employons le calcul

des extrema et formons la fonction objective.

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

On prenant la dérivée de $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ respectivement a $T_j, j=1, 2, \dots, n$ et en mettant ces dérivées égale a zéro, nous obtiendrons les solutions des seuils.

IV .2.1 RÈGLE DE FUSION AND :

Dans le tableau 1, nous présentons la règle de fusion (AND). De ce tableau, nous voyons que la décision globale au centre de fusion de données est 1 seulement si tous les détecteurs décident un 1.

Les probabilités de transition sont :

$$P_{0D} = \begin{cases} \mathbf{0}, & \text{si } \mathbf{D} = [\mathbf{1}, \mathbf{1} \dots \dots \mathbf{1}]^T \\ \mathbf{1}, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{VI.11})$$

$$P_{1D} = \begin{cases} \mathbf{1}, & \text{si } \mathbf{D} = [\mathbf{1}, \mathbf{1} \dots \dots \mathbf{1}]^T \\ \mathbf{0}, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{VI.12})$$

La substitution (3.12), (3.13), et (3.9) dans (3.7) et (3.8) et après réarrangement, p_D et p_f peuvent être écrits comme :

$$P_D = \prod_{i=1}^n P_{Di}$$

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^n P_{fai}$$

Donc :

La substitution (3.12), (3.13) dans (3.7), la fonction objective devient :

$$P_{D_i} = \binom{N_i}{N_i - K_i} \prod_{j=1}^{N-K} \left(T + \frac{N_i - j + 1}{N_i - K_i - j + 1} \right)^{-1} \quad (\text{VI.13})$$

Prenons la dérivée de $j(T_1, T_2, \dots, T_n)$ par rapport à $T_i, i=1, 2, \dots, n$, égale à zéro, on obtient les solutions des seuils.

IV .2.2 REGLE DE FUSION OR :

Dans le tableau 2, nous présentons la règle de fusion (OR). La décision globale au centre de fusion de données est égale à zéro seulement si tous les détecteurs décident un zéro.

Les probabilités de transition sont :

$$P_{0D} = \begin{cases} \mathbf{1}, & \text{si } \mathbf{D} = [\mathbf{0}, \mathbf{0} \dots \dots \mathbf{0}]^T \\ \mathbf{0}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$P_{1D} = \begin{cases} \mathbf{0}, & \text{si } \mathbf{D} = [\mathbf{0}, \mathbf{0} \dots \dots \mathbf{0}]^T \\ \mathbf{1}, & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La substitution (3.12), (3.13) dans (3.7) et (3.8) et après réarrangement, P_M et P_F peuvent être écrit comme :

$$P_M = \prod_{i=1}^n P_{M_i} \quad (\text{VI.14})$$

$$P_F = \sum_{D \neq 0} P_D F_D = \sum_{D \neq 0} P_{S^0} (1 - P_{F_j}) \prod_{S^1} P_{F_K} \quad (\text{VI.15})$$

Donc la fonction objective devient :

$$J(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n P_{M_i} + \varepsilon \left[\sum_{D \neq 0} P_D F_D - \nu \right] \quad (\text{VI.16})$$

Notez que dans ce cas-ci nous devons réduire au minimum $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ puisque nous réduisons au minimum la probabilité globale de non détection, qui est équivalent à maximiser P_D au centre de fusion de données comme est défini par (3.9).

Prenons la dérivé de la fonction objective $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ par rapport à $T_i, i=1,2,\dots,n$, égale à zéro, on obtient les valeurs de seuils.

IV .3. ETUDE D'UN CENTRE DE FUSION DE DEUX DETECTEURS CMLD K-CFAR :

Comme illustration, nous allons dériver des résultats spécifiques pour un système se composant de deux détecteurs et un centre de fusion de données comme le montre la fig.3.

Les performances du système seront également étudiées.

Le système à l'étude est montré dans la fig.3. Pour la compréhension, nous employons une notation plus explicite.

Dénotons la probabilité de transition par :

$$P_{kij} (D_0=k / D_1= i, D_2= j)$$

Pour $i, j, k = 0,1$.

Alors la probabilité de non détection P_m est :

$$P_m = P_{000}P_{M_1}P_{M_2} + P_{001}P_{M_1}(1 - P_{M_2}) + P_{010}(1 - P_{M_1})P_{M_2} + P_{011}(1 - P_{M_1})(1 - P_{M_2}) \quad (VI.17)$$

Et la probabilité de fausse alarme p_f est :

$$P_F = P_{100}(1 - P_{F_1})(1 - P_{F_2}) + P_{101}(1 - P_{F_1})P_{F_2} + P_{110}P_{F_1}(1 - P_{F_2}) + P_{111}P_{F_1}P_{F_2} \quad (VI.18)$$

IV 3.1. REGLE DE FUSION AND :

De la règle de fusion (AND) au centre de fusion de données ; les probabilités de transition sont :

$$P_{011} = P_{100} = P_{101} = P_{110} = 0$$

$$P_{000} = P_{001} = P_{010} = P_{111} = 1$$

Ainsi la probabilité globale de la détection P_d et la probabilité globale de fausse alarme P_f deviennent :

$$P_D = P_{D_1}P_{D_2}$$

$$P_F = P_{F_1}P_{F_2}$$

IV.3.2.REGLE DE FUSION OR :

De la règle de fusion (OR) au centre de fusion de données, les probabilités de transition sont :

$$P_{011} = P_{010} = P_{100} = P_{011} = 0$$

$$P_{000} = P_{110} = P_{101} = P_{111} = 1$$

Ainsi la probabilité globale de la détection p_d et la probabilité globale de fausse alarme p_f deviennent :

$$P_D = P_{D_1} + P_{D_2} - P_{D_1}P_{D_2}$$

$$P_F = P_{F_1} + P_{F_2} - P_{F_1}P_{F_2}$$

IV.4 Simulation :

Les tableaux IV.1 et IV.2 donnent le facteur d'échelles, pour les règles de fusion OR et AND respectivement

Pfa \ T	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
T1	2.5	2.8	3.92	5.09	6.8
T2	1.8	2.64	3.55	4.69	6.07

TABLEAU IV.1 Valeurs du facteur d'échelle du CMLDK-CFAR pour $N_1=24$ et $N_2=16$ avec OR

Pfa \ T	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
T1	0.97	1.22	1.25	1.86	2.11
T2	0.8	1.05	1.32	1.55	1.96

TABLEAU IV.2 Valeurs du facteur d'échelle du CMLDK-CFAR Pour $N_1=24$ et $N_2=16$ avec AND

Notre étude se base sur l'application des règles OR et AND, on utilisant différentes Pfa et nombre de cellules. La simulation faite par Matlab, nous donne les résultats suivants :

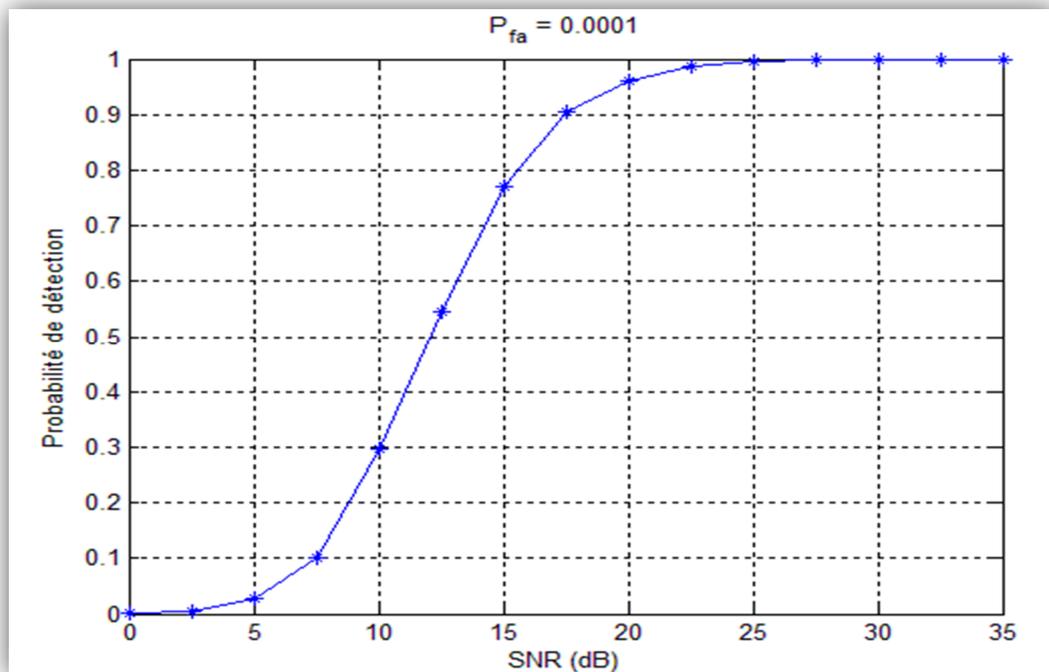


Figure (IV.2) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $pfa = 10^{-4}$ et $N1=24$ et $N2=16$

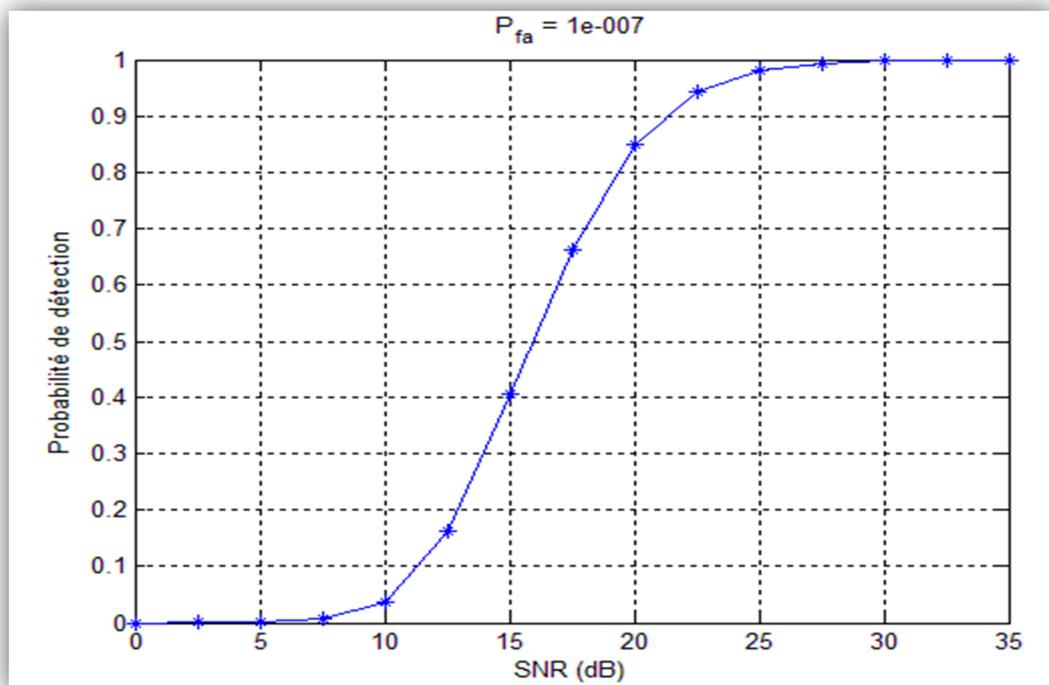


Figure (IV.3) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $pfa = 10^{-7}$ et $N1=24$ et $N2=16$

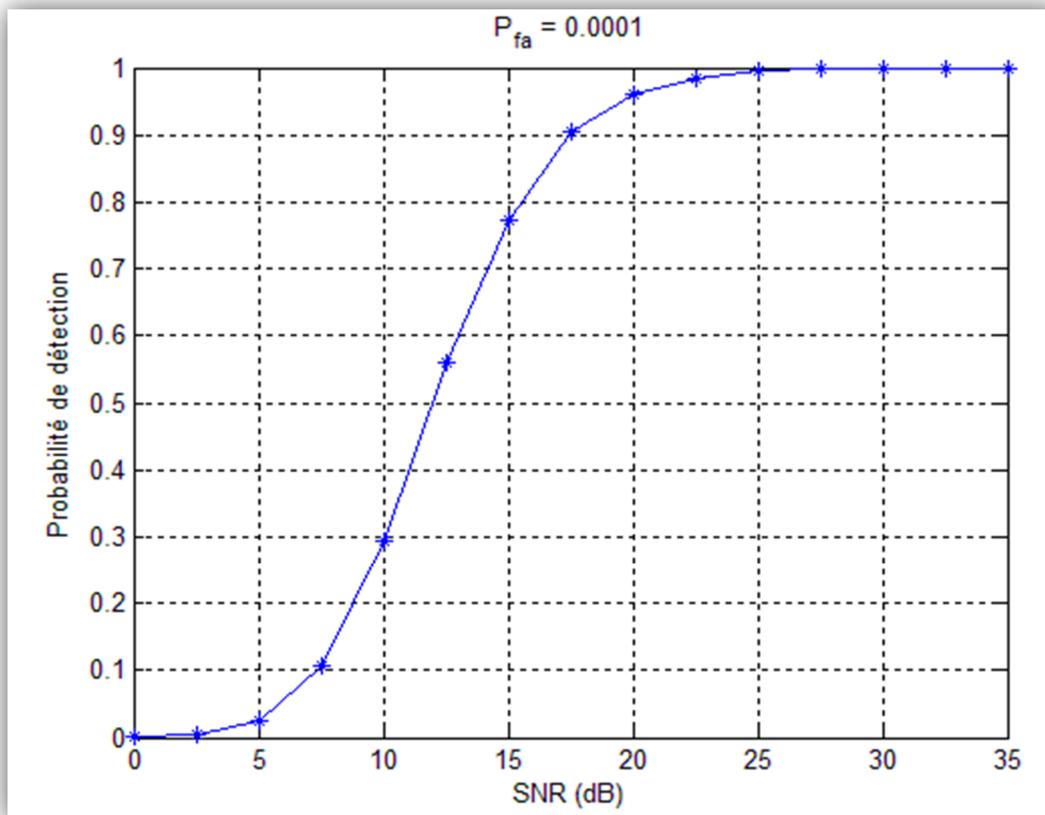


Figure (IV.4) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR pour $p_{fa}=10^{-4}$, $N_1=36$ et $N_2=24$

Pour un SNR= 2.5 dB, la probabilité de détection est nulle (figure 1), elle augmente à 1 pour SNR=25dB et elle reste constante jusqu'à SNR=35dB.

La figure 2 montre que une fois le Pfa est changé de 10^{-4} à 10^{-7} , la probabilité de détection commence à augmenter pour attendre 1 quand le SNR est de 7.5 dB jusqu'au 25.7dB, après elle reste constante jusqu'au 35dB.

Une fois on augmente le nombre de cellules (figure 3), on aperçoit que la courbe s'est améliorée. Donc pour un SNR égale à 25 dB, la probabilité de détection devient 1.

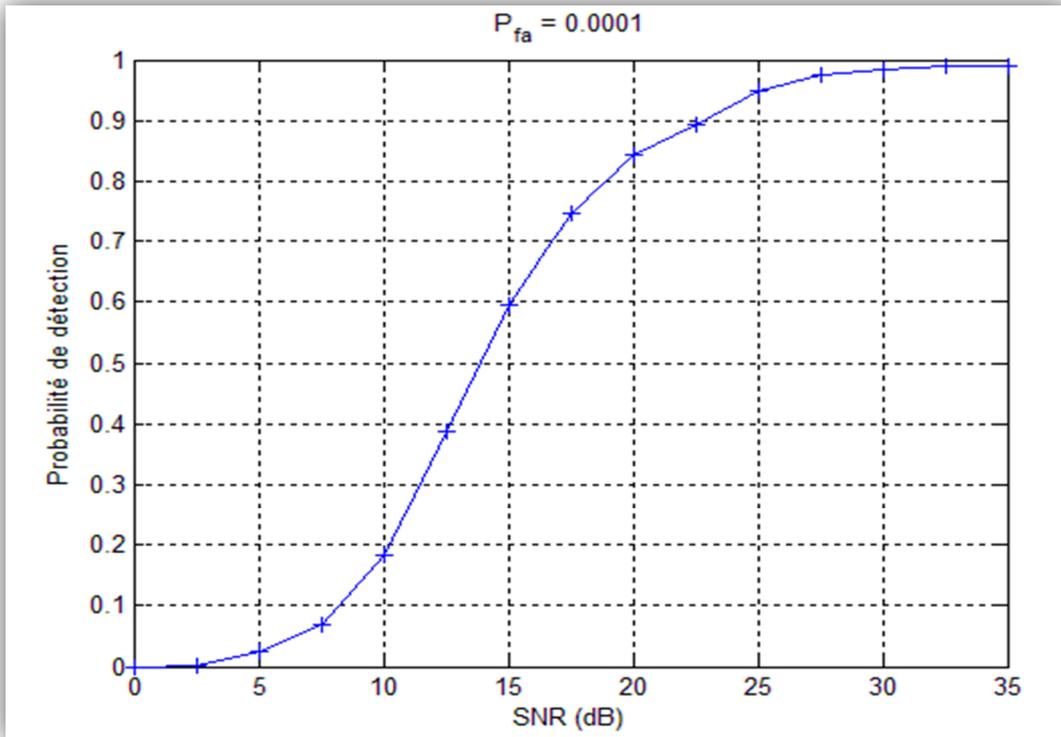


Figure (IV.5) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $p_{fa} = 10^{-4}$ et $N1=24$ et $N2=16$

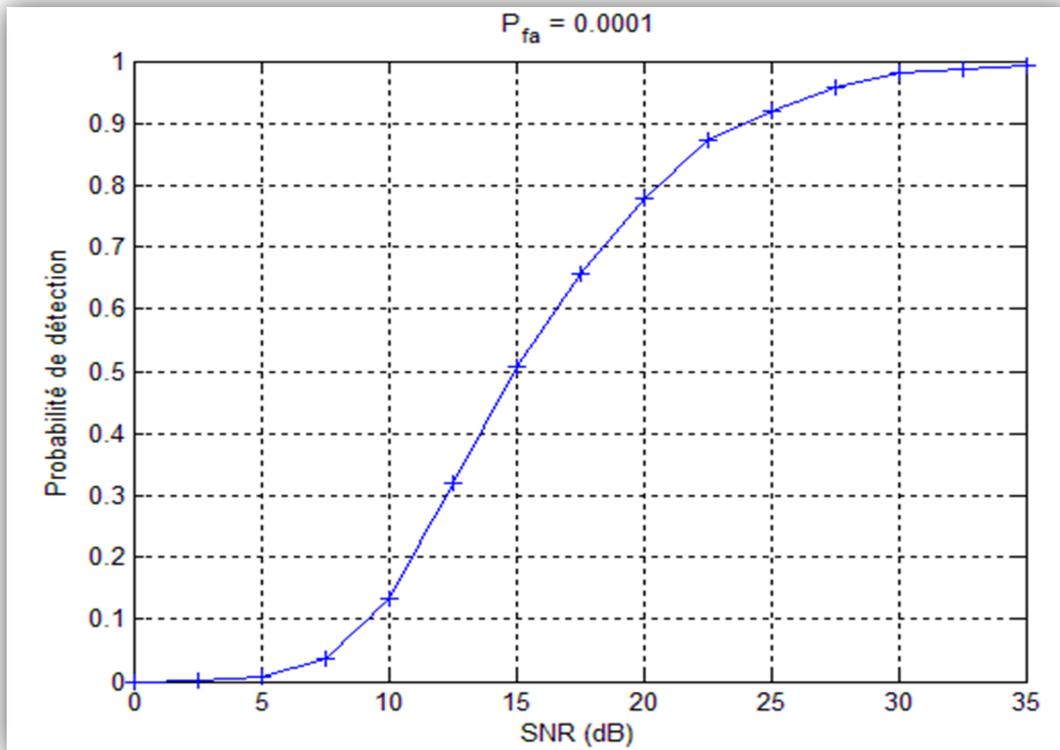


Figure (IV.6) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $p_{fa} = 10^{-4}$ et $N1=36$ et $N2=24$

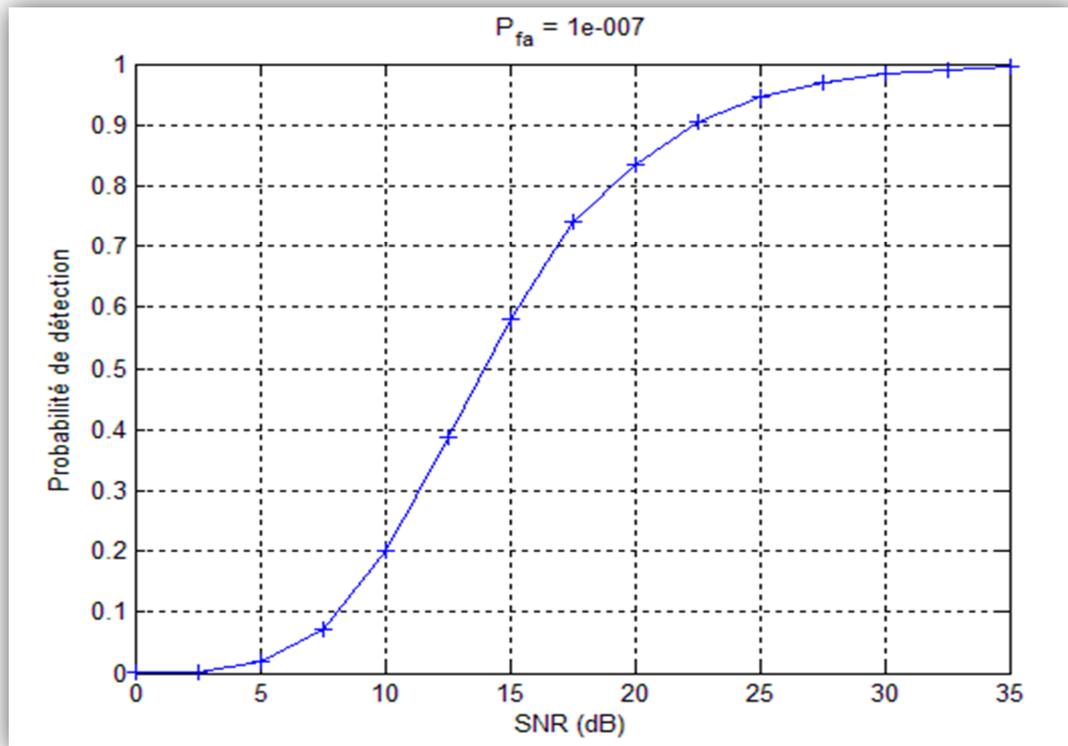


Figure (IV.7) probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion AND pour $p_{fa} = 10^{-7}$ et $N_1=24$ et $N_2=16$

Pour un SNR= 2.5 dB, la probabilité de détection est nulle (figure 1), elle commence augmente a partir de 5 dB pour attendre une probabilité de détection égale à 1 pour un SNR=32dB.

Pour la deuxième figure, la probabilité de détection n'est égale à 1 que jusqu'à un SNR égale à 35dB.

Pour la 3eme figure , montre que même on change le nombre du Pfa la probabilité de détection ne changera pas.

IV.4.1 Comparaison entre la fusion avec OR et la fusion avec AND

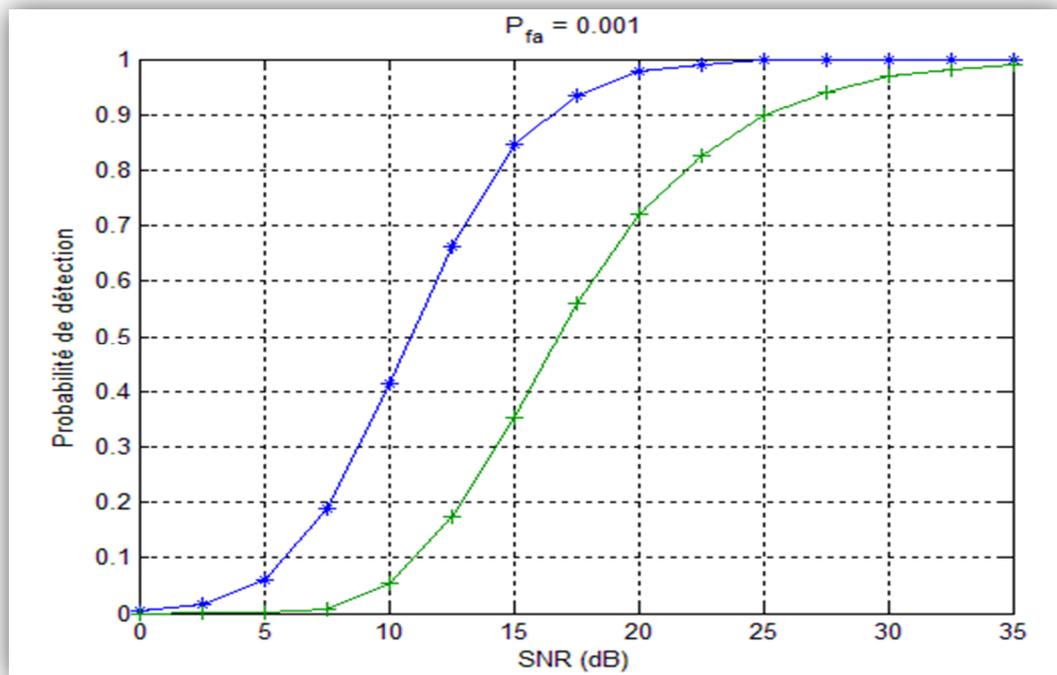


Figure IV.8: probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour $p_{fa}=10^{-4}$, $N_1=24$ et $N_2=16$

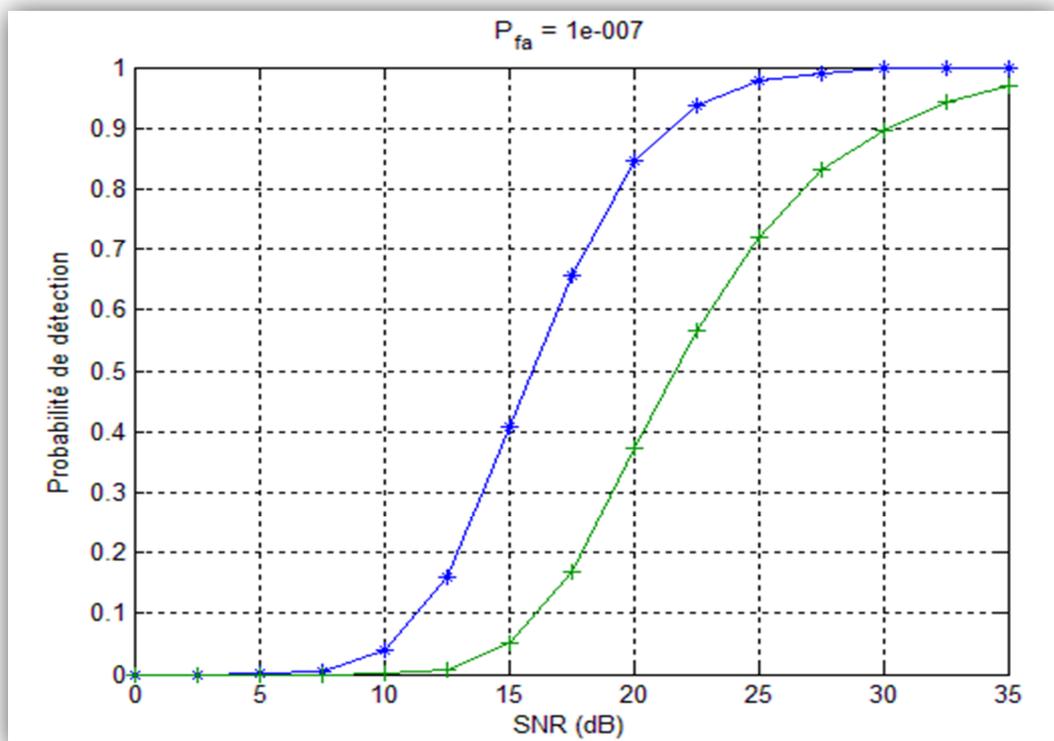


Figure (IV.9): probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour p_{fa}

$=10^{-7}$, $N_1=24$ et $N_2=16$

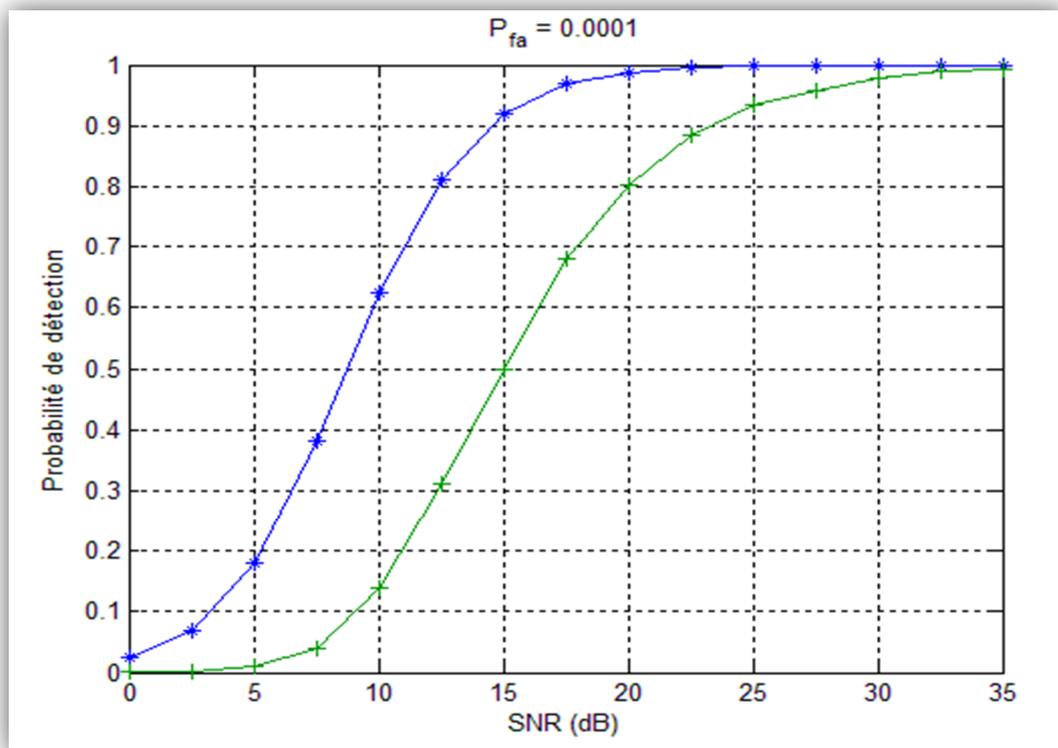


Figure (IV.10): probabilité de détection en fonction de SNR de La fusion OR et AND pour $p_{fa}=10^{-4}$, $N_1=36$ et $N_2=24$

Dans les trois figures précédentes, on observe que la performance de la règle de fusion OR est mieux que la performance de la règle de fusion AND. Encor le comportement de la fusion CMLD-K est meilleur lorsque le nombre de cellule augmente, du même quand le P_{fa} est égale à 10^{-3} est plus performant qu'au 10^{-7} .

Bibliographie

- [1] COLIN J.-M. *Le radar, théorie et pratique*. Ellipses, Paris, 2002.
- [2] DAT '2000 Techniques et Architectures des Systèmes de Détection, mai 2000.
- [3] BARKAT M. *Signal Detection and Estimation*. Artech House, 2005.
- [4] CARPENTIER M. H. *Radars, bases modernes*. Masson, Paris, 1977.
- [5] DI FRANCO J. V. and RUBIN W. L. *Radar Detection*. Artech House, 1980.
- [6] FINN H. M. and JOHNSON R. S. *Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates*. RCA Review, 29:414_464, September 1968.
- [7] EL MASHADE M. B. Performance Analysis of OS Structure of CFAR Detectors In Fluctuating Target Environments *Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 2, 127-158, 2008, Cairo*
- [8] Akharan-Saraf M.R., Mirmohammad Sadeghi.H, *A Robust CFAR detection in non-homogenous environment*, Isfahan, 2004
- [9] *Détection adaptative et censure automatique*, Chapitre 2, pages 14_16, Paris ,2005
- [10] Chang-Joo Kim et Hyuch-Jae Lee. Performance analysis of the clutter map CFAR detector with noncoherent integration, *ETRI journal*, vol 15, No2, 1993.10, Korea
- [11] Hansen V. G. and J. H. Sawyers. *Detectability Loss Due to Greatest of Selection in a Cell-Averaging CFAR*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 16:115_118, 1980.
- [12] Weiss M. *Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple-Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 18(1):102_114, 1982.
- [13] Rohling H. *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronics Systems, 19(4):608_621, July 1983.
-

Bibliographie

- [1]COLIN J.-M. *Le radar, théorie et pratique*.Ellipses, Paris, 2002.
- [2]DAT '2000 Techniques et Architectures des Systèmes de Détection, mai 2000.
- [3]BARKAT M. *Signal Detection and Estimation*. Artech House, 2005.
- [4] CARPENTIER M. H. *Radars, bases modernes*. Masson, Paris, 1977.
- [5] DI FRANCO J. V. and. RUBIN W. L. *Radar Detection*. Artech House, 1980.
- [6] FINN H. M. and. JOHNSONR. S.*Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates*. RCA Review, 29:414_464, September 1968.
- [7]El MASHADE M. B. Performance Analysis of OS Structure of CFAR Detectors In Fluctuating Target Environments *Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 2, 127–158, 2008, Cairo*
- [8] Akharan-Saraf M.R., Mirmohammad Sadeghi.H, *A Robust CFAR detection in non-homogenous environment*, Isfahan, 2004
- [9] *Détection adaptative et censure automatique*, Chapitre 2, pages 14_16, Paris ,2005
- [10] Chang-Joo Kim et Hyuch-Jae Lee. Performance analysis of the clutter map CFAR detcctor with noncoherent integration, *ETRI journal*, vol 15, No2, 1993.10, Korea
- [11] Hansen V. G. and J. H. Sawyers. *Detectability Loss Due to Greatest of Selection in a Cell-Averaging CFAR*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 16:115_118, 1980.
- [12]Weiss M. *Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple-Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 18(1):102_114, 1982.
- [13] Rohling H. *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronics Systems, 19(4):608_621, July 1983.
-

Bibliographie

- [1] COLIN J.-M. *Le radar, théorie et pratique*. Ellipses, Paris, 2002.
- [2] DAT '2000 Techniques et Architectures des Systèmes de Détection, mai 2000.
- [3] BARKAT M. *Signal Detection and Estimation*. Artech House, 2005.
- [4] CARPENTIER M. H. *Radars, bases modernes*. Masson, Paris, 1977.
- [5] DI FRANCO J. V. and RUBIN W. L. *Radar Detection*. Artech House, 1980.
- [6] FINN H. M. and JOHNSON R. S. *Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates*. RCA Review, 29:414_464, September 1968.
- [7] EL MASHADE M. B. Performance Analysis of OS Structure of CFAR Detectors In Fluctuating Target Environments *Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 2, 127–158, 2008, Cairo*
- [8] Akharan-Saraf M.R., Mirmohammad Sadeghi.H, *A Robust CFAR detection in non-homogenous environment*, Isfahan, 2004
- [9] *Détection adaptative et censure automatique*, Chapitre 2, pages 14_16, Paris ,2005
- [10] Chang-Joo Kim et Hyuch-Jae Lee. Performance analysis of the clutter map CFAR detector with noncoherent integration, *ETRI journal*, vol 15, No2, 1993.10, Korea
- [11] Hansen V. G. and J. H. Sawyers. *Detectability Loss Due to Greatest of Selection in a Cell-Averaging CFAR*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 16:115_118, 1980.
- [12] Weiss M. *Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple-Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 18(1):102_114, 1982.
- [13] Rohling H. *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations*. IEEE Transactions on Aerospace & Electronics Systems, 19(4):608_621, July 1983.
-

INTRODUCTION GÉNÉRALE