

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département D'Aéronautique

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme
D'ingénieur d'état en Aéronautique

Option : Installation

THEME :

**ETUDE COMPARATIVE DES TECHNIQUES CFAR DANS LA DETECTION DES CIBLES
Noyé Dans LE BRUIT**

Réalisé par :

BELKENADIL Sofiane

Encadré par :

Melle DOUDOU.F

ANNEE UNIVERSITAIRE 2006/2007



Dédicaces

Je dédie se travail à :

Ma très chère mère à mon père

Toute la famille belkenadis

Les enfants de la famille (cherifa hichem mohamed aïmen et sara)

Tous mes amis adel, ghania, redoine, kheiredine, redoine

*Plus particulièrement à ma chère **AMEL***

Et pour tout qui on participé à la réalisation de se travail de soin ou de près

Et surtout Meriem

Résumé

Depuis l'apparition du radar beaucoup de recherche ont été réalisés au file du temps pour améliorer ses performances tel que poursuite, identification, détection Dans notre travail nous nous intéressant a ce dernier.

Nous commençant par montrer le principe fondamentale de la détection basé sur des probabilité de détection et de fausses alarmes.

Ensuite nous nous sommes intéressé au détecteur CFAR en particulier, nous avons étudié les différents types de CFAR, puis détaillé le principe de calcul pour chaque type, pour pouvoir en suite les comparer entre eux, c'est a travers ces travaux que nous avons pu connaître les limites et les avantages que pouvait atteindre le CFAR dans ses performances de détection.

Cette étude nous a aidé aussi a connaître les paramètres qu'il faut optimiser pour améliorer cette détection on donnera à la fin de cette étude quelque méthodes d'optimisation qui peuvent êtres l'épreuve d'une étude intéressante.

Summary

Since the appearance of the radar a lot of search were realized in line of time to improve its performances such as pursuit (continuation), identification, detection. in our work interesting us to us has this last one.

Beginning us by going up the principle fundamental of the detection based on probability of false alarms and detection.

Then interesting us to us in the detector CFAR in particular, we studied the various types of CFAR then detailed (retailed) the principle of calculate for every type to be able to in continuation (suite) compared between them It is through its works that we were able to know the limits and the advantages that the CFAR in its performances of detection could achieve.

This study also helped us has to know the parameters which it is necessary to optimize to improve this detection we shall give to the end of this study about methods of optimization which can be the test(event) of an interesting study

H_1: hypothèse la présence du signal cible.

H_0hypotèse de l'absence du signal cible.

D_0 décision de choisir l'hypothèse H_0 .

D_1 décision de choisir l'hypothèse H_1

$P(D_0/H_0)$ la probabilité conditionnelle de décider D_0 alors que H_0 est vraie.

$P(D_1/H_1)$la probabilité conditionnelle de décider D_1 alors que H_1 est vraie.

R_0 région de décider en faveur de H_0 .

R_1 région de décider en faveur de H_1 .

S_i signaux élémentaires réfléchissent vers le radar.

σ_i surfaces élémentaires.

$P(\sigma)$fonction de densité de probabilité de RAYLEIGHT.

σ_0 la surface équivalente moyenne.

Q^2 : la puissance du seuil.

σ^2 : la puissance du bruit.

$P_{FA_{nom}}$ Valeur nominale du Pfa.

q tensions du bruit.

P_d^d la probabilité de Détection du Détecteur.

Notation et abréviations



Radar	Radio Détection And Rangions
CFAR.....	<i>Constant False-Alarms Rate</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
CA CFAR.....	<i>cell-averaging(moyennage de cellule</i>
GO CFAR.....	<i>greatest of CFAR</i>
SO CFAR.....	<i>Smallest of CFAR</i>
OS CFAR.....	<i>ordre statique</i>
$S_e(t)$	<i>le signale émis</i>
$S_c(t)$	<i>signale composite</i>
$A_e(t)$	<i>amplitude du signale émis</i>
$S_r(t)$	<i>Signale à la réception</i>
$A_r(t)$	<i>Amplitude du signale reçue</i>
A_{nom}	<i>valeur nominale de A.</i>
f_e	<i>Fréquence d'émission.</i>
T_r	<i>période de répétition</i>
f_r	<i>fréquence de répétition</i>
f_i	<i>fréquence intermédiaire</i>
f_L	<i>fréquence du STALO</i>
$\varphi(t)$	<i>la phase du l'écho du signale reçu</i>
$P(t)$	<i>composante en phase du signale</i>
$Q(t)$	<i>composante en quadrature</i>
$X(t)$	<i>Signale reçu</i>

P_{FA}^d Probabilité de fausse alarme du
Détecteur.

P_{FA}^{CA} Probabilité de fausse alarme du Détecteur CA CFAR.

P_{FA}^{GO} Probabilité de fausse alarme du Détecteur GO CFAR.

P_{FA}^{OS} Probabilité de fausse alarme du Détecteur OS CFAR.

P_{FA}^{SO} Probabilité de fausse alarme du Détecteur SO CFAR.

P_d^{CA} la probabilité de Détection du Détecteur CA CFAR.

P_d^{GO} la probabilité de Détection du Détecteur GO CFAR.

P_d^{OS} la probabilité de Détection du Détecteur OS CFAR.

P_d^{SO} la probabilité de Détection du Détecteur SO CFAR.

$F_U(u)$ fonctions de densité de probabilité de U.

$P_U(u)$ fonctions de distribution cumulative de U.

$F_V(v)$ fonctions de densité de probabilité de V.

$P_V(v)$ fonctions de distribution cumulative de V.

q_i amplitudes des cellules de références.

SNR *rapport signal sur bruit*

$P(.)$ *La probabilité*

$P(x/y)$ *La probabilité conditionnelle*

P_{fa} *probabilité de fausse alarme*

P_m *probabilité d'erreur*

P_d *probabilité de détection*

λ	<i>seuil de décision</i>
σ	<i>surface équivalente</i>
T_d	<i>facteur d'échelle</i>
U, V	<i>Vecteurs d'échantillons</i>
$J(X_c, Y_c)$	<i>Jacobien de la transformation</i>
$F(.)$	<i>fonction de probabilité</i>
$P(.)$	<i>fonction de répartition</i>
τ	<i>durée de l'impulsion</i>
Γ	<i>La fonction gamma</i>

LISTE DES FIGURES

Figure I-1	Radar doppler (cohérent) a impulsion	3
Figure II-1	Différents types de Clutters (sol, mer, cible)	10
Figure II-2	Fonctions de densité de probabilité montrant les surfaces d'erreurs	11
Figure II-3	Surfaces équivalentes de quelques types d'avions	14
Figure II-4	variation de la SER en fonction de l'angle d'illumination	14
Figure II-5	Exemple de profile distance	17
Figure II-6	Détection a seuil fixe	18
Figure II-7	L'effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la PFA dans la détection à seuil fixe	20
Figure II-8	Détection A Seuil Adaptatif	20
Figure III-1	Schéma synoptique d'un détecteur CFAR	22
Figure III-2	Schéma synoptique des détecteurs CA, GO, SO-CFAR	23
Figure III-3	Schéma synoptique d'un détecteur OS-CFAR	24
Figure III-4	Schéma synoptique des détecteurs WCA-CFAR	25
Figure III-5	Type de voisinage. (a) direction de la distance, (b) direction de l'azimut, (c) direction plane	26
Figure III-6	les cellules de références dans le détecteur CFAR	27
Figure III-7	La probabilité de détection P_{FA}^{CA} en fonction du S à $P_{FA}^{CA} = 10^{-6}$	32
Figure III-8	La probabilité de détection P_D^{GO} en fonction du S à $P_{FA}^{GO} = 10^{-6}$	35
Figure III-9	La probabilité de détection P_D^{SO} en fonction du S à $P_{FA}^{SO} = 10^{-6}$	39
Figure III-10	La probabilité de détection P_D^{OS} en fonction du S à $P_{FA}^{OS} = 10^{-6}$	44
Figure III-11	Pd en fonction du SNR pour le CA, GO, SO, OS-CFAR et Optimum	45



LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU-II.1	Combinaisons possibles pour la théorie de détection	11
TABLEAU-II.2	Les modèles de fluctuation de cible	15
TABLEAU-III.1	Facteur d'échelle T_{CA} pour différents valeurs de N et P_{FA}	33
TABLEAU-III.2	Facteur d'échelle T_{GO} pour différents valeurs de N et P_{FA}	36
TABLEAU-III.3	Facteur d'échelle T_{SO} pour différents valeurs de N et P_{FA}	39
TABLEAU-III.4	Facteur d'échelle T_{OS} pour différents valeurs de N , K et $P_{FA}=10^{-6}$	44
TABLEAU-IV.1	Probabilité de fausse alarme en fonction du paramètre « a »	64
TABLEAU-IV.2	Les P_{FA} et les valeurs d'IS des différentes architectures de détecteur	65
TABLEAU-V.1	Différentes méthodes de mutation génétiques	76
TABLEAU-V.2	Quelques applications des algorithmes génétiques pour l'optimisation des ANN	78
TABLEAU-V.3	Paramètres génétiques de l'algorithme d'apprentissage	79
TABLEAU-V.4	P_{fa} en fonction du nombre de cibles	81

SOMMAIRE

Remerciements.....	I
Dédicaces	II
Résumé.....	III
Notation	IV
Abréviation	VI
Table des figures.....	VII
Listes des tableaux	X
Introduction.....	XI

CHAPITRE 01: GENERALITES SUR LE RADAR

1-INTRODUCTION.....	1
2-RADARS À Impulsion.....	2
2.1- Architecture d'un radar à impulsion.....	2
2.2- Génération de l'onde.....	3
3-EXIGENCES ENVERS UN RADAR.....	5
4-PARAMETRES D'OPTIMISATION DES RADARS	6

CHAPITRE 02: DETECTION DU SIGNAL

1- LE BRUIT	7
1.1 - Définition	7
1.1.1 - Bruit thermique	7
1.1.2 - Clutter (fouillis)	7
1.1.3-Différents types de fouillis	8
a- Clutter Météorologique	8
b- Les anges	9
c- Clutter de mer	9

SOMMAIRE

d- Clutter de sol	9
2-THEORIE DE LA DETECTION	10
2.1- Surface équivalente	14
2.1.1-Définition	14
2.1.2-Surface équivalente d'une cible réelle	14
2.2-Fluctuation des cibles radar.....	15
3-DETECTION A SEUIL FIXE	16
4-DETECTION A SEUIL ADAPTATIF	18
CHAPITRE 03: TECHNIQUES CFAR	
1- INTRODUCTION	21
2- CLASSIFICATION	21
3- ARCHITECTURE D'UN DETECTEUR CFAR	22
4- EVOLUTION DU CFAR (DIFFERENTS TYPES)	22
5- EVALUATION DES CELLULES DE VOISINAGE	26
6- THEORIE DES TECHNIQUES CFAR	27
6.1- Introduction	27
6.2- La détection d'une seule cible	29
6-3- La détection de deux cibles proches	30
7- LE DETECTEUR CA-CFAR	31
7.1. La détection d'une seule cible	32
7.2. La détection de deux cibles proches	33
8. LE DETECTEUR GO-CFAR	34
8.1. La détection d'une seule cible	34

SOMMAIRE

8.2. La détection de deux cibles proches	36
9. LE DETECTEUR SO-CFAR	37
9.1. La détection d'une seule cible	38
9.2. La détection de deux cibles proches	39
10. DETECTEUR WCA-CFAR	40
10.1. La détection d'une seule cible	41
10.2. La détection de deux cibles proches	42
11. LE DETECTEUR OS-CFAR	42
12- COMPARAISON ET CONCLUSION	45

CHAPITRE 04 : SIMULATION « CFAR »

1-INTRODUCTION	46
2-LES ETAPES SUIVIES	46
3-L'interface graphique	47
Conclusion générale	49

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

INTRODUCTION

GENERALE

Il a été dit que c'est la nécessité qui crée le progrès, cela est applicable a toute la recherche scientifique et tout spécialement celle exploitable dans les domaines militaires, nous nous intéressant dans notre travail à la détection radar, domaine très vaste connaissant l'intérêt particulier de la recherche militaire depuis la deuxième guerre mondiale, bien que depuis ce temps la science ait connue une très grande avancé, il subsiste encore des problèmes qui appellent les chercheurs et les scientifiques a une réflexion incessante. Nous avons choisie parmi ces problèmes l'étude de l'automatisation de la détection de cibles mobiles noyer dans du bruit, domaine où se spécialise le système de détection à « taux de fausse alarmes constant » (TFAC) ou (CFAR) pour « Constant False Alarms Rate » et qui est particulièrement l'objet de notre étude.

Nous avons débuté en premier lieu par quelques notions de base sur le radar et la détection du signal radar et cela dans les chapitres un et deux, pour en suite pouvoir lors du chapitre trois entamer l'étude approfondie du détecteur CFAR classique, des étapes de son évolution et ses différentes variance, pour en suite conclure par une comparaison entre le CA-CFAR et ses versions modifiées (GO, SO, OS-CFAR) par rapport a une courbe représentant l'optimum.

Nous conclurons ce travail par un chapitre présentant notre programme de simulation et de calcule, ses interfaces graphiques, l'environnement matériel et les étapes de réalisation.

GENERALITES SUR Les RADAR

CHAPITRE 01:

1-INTRODUCTION : Issus du nom complet «**RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging» ou «système de détection et de télémétrie par ondes radio», le RADAR reste l'instrument par excellence dans la localisation par ondes radioélectriques, basé sur le principe de surveillance panoramique par émission d'ondes a hautes fréquences et exploitation d'informations véhiculées par les signaux réfléchies ou échos de l'espace couvert le radar conserve l'objectif premier de détecter d'éventuelles cibles pénétrant son espace de couverture en suite ce dernier aura comme tâche de déterminer différents autres facteurs a savoir : la distance entre la ou les cibles éventuelles et le radar, la direction de déplacement, la vitesse, la taille et la forme...

Pourtant issus de la deuxième guerre mondiale, cet instrument est devenu de nos jours incontournable dans divers domaines à la fois militaires et civils ce qui fait de lui l'objet de recherches et d'améliorations incessantes permettant la diversification de ses domaines d'application. C'est le physicien allemand **Heinrich Hertz** qui a démontré pour la première fois, à la fin du 19^{ème} siècle, la possibilité des ondes électromagnétiques de se réfléchir et de se concentrer en faisceaux étroits. A partir de cette démonstration, **Christian Hülsmeyer** décrit en 1904 un appareil : « **le télémobiloscope** » qui peut être considéré comme l'ancêtre du radar moderne. Cet appareil, projette et reçoit des ondes hertziennes pour détecter la présence d'un corps métallique situé dans le faisceau d'ondes. Dès 1935, plusieurs pays du monde mènent des travaux intenses visant la mise au point des équipements radar. Ces travaux ont été menés à un rythme accéléré surtout pendant la période qui précédait la seconde guerre mondiale. Le développement extrêmement rapide de la technique radar pendant cette période et surtout pendant la guerre s'explique par les avantages qu'offrent les méthodes de recherche par radar. En 1940, le terme **RADAR** est désigné officiellement par la marine des Etats-Unis. Le radar a depuis, modifié sensiblement la tactique de guerre et a fait croître, d'une manière importante, l'efficacité de certains systèmes d'armes. [1]

Il est à noter que le nom des plages de fréquences utilisées dans le monde des radars provient aussi de la Seconde Guerre mondiale. En effet, pour garder secret le développement de ce système, les militaires ont décidé de donner à ces plages des noms de code qui sont demeurés en usage depuis. Ils ont été adoptés aux États-Unis par le « **Institute of Electrical and Electronics Engineers** » (**IEEE**) et internationalement par l'*Union internationale des télécommunications*. La plupart des pays ont, par ailleurs, défini quelles parties de chaque bande sont à la disposition des secteurs militaires et civils. Cependant, certains utilisateurs des bandes radios, comme les télédiffuseurs et l'industrie des contre-mesures militaires, ont remplacé les vocables traditionnels par leur propre identification. [3] (*Annexe 1*)

On peut distinguer deux grandes familles de RADAR à savoir :

- **Les Radars De Surveillance Panoramique (de Détection)** : qui ne se chargent que de localiser les cibles pénétrant leurs champs de couverture et de fournir les différents paramètres précédemment cités.

- **Les Radars De Poursuite** : Après détection ce type de radar s'occupe de poursuivre les cibles sur les différentes trajectoires suivies allant même jusqu'à l'anticipation des trajectoires possibles.

2-RADARS À IMPULSION : Les radars opèrent sur 3 principes fondamentaux :

- Que l'énergie radio est propagée à une vitesse uniforme et connue ;
- Que l'énergie radio est normalement propagée en lignes quasi-droites, dont la direction peut être contrôlée ou reconnue ; et
- Que l'énergie radio peut être re-irradiée ou "réfléchie" par la matière [2]

2.1- Architecture d'un radar a impulsion :

- L'**émetteur** qui génère l'onde radio.
- Le **récepteur** qui reçoit le signal incident (cible - antenne - guide d'ondes - duplexeur), le fait émerger des bruits radios parasites, l'amplifie, le traite et le dirige vers les systèmes électroniques de suivi et de visualisation.
- Le **duplexeur**, un commutateur électronique, dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions. Il est primordial qu'il soit bien synchronisé puisque la puissance du signal émis dont l'amplitude est de l'ordre du M Watt est trop importante pour le récepteur qui, lui, traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelques nano Watts. Au cas où l'impulsion émise serait dirigée vers le récepteur, celui-ci serait instantanément détruit.
- Le **guide d'onde** qui amène l'onde vers l'antenne.
- L'**antenne** dont le rôle est de diffuser l'onde électromagnétique vers la cible avec le minimum de perte. Sa vitesse de déplacement, rotation et/ou balancement, ainsi que sa position, en élévation comme en azimut, sont asservies. Elle est sollicitée tant en émission: de l'émetteur vers l'antenne, qu'en réception: de l'antenne vers le récepteur [3]

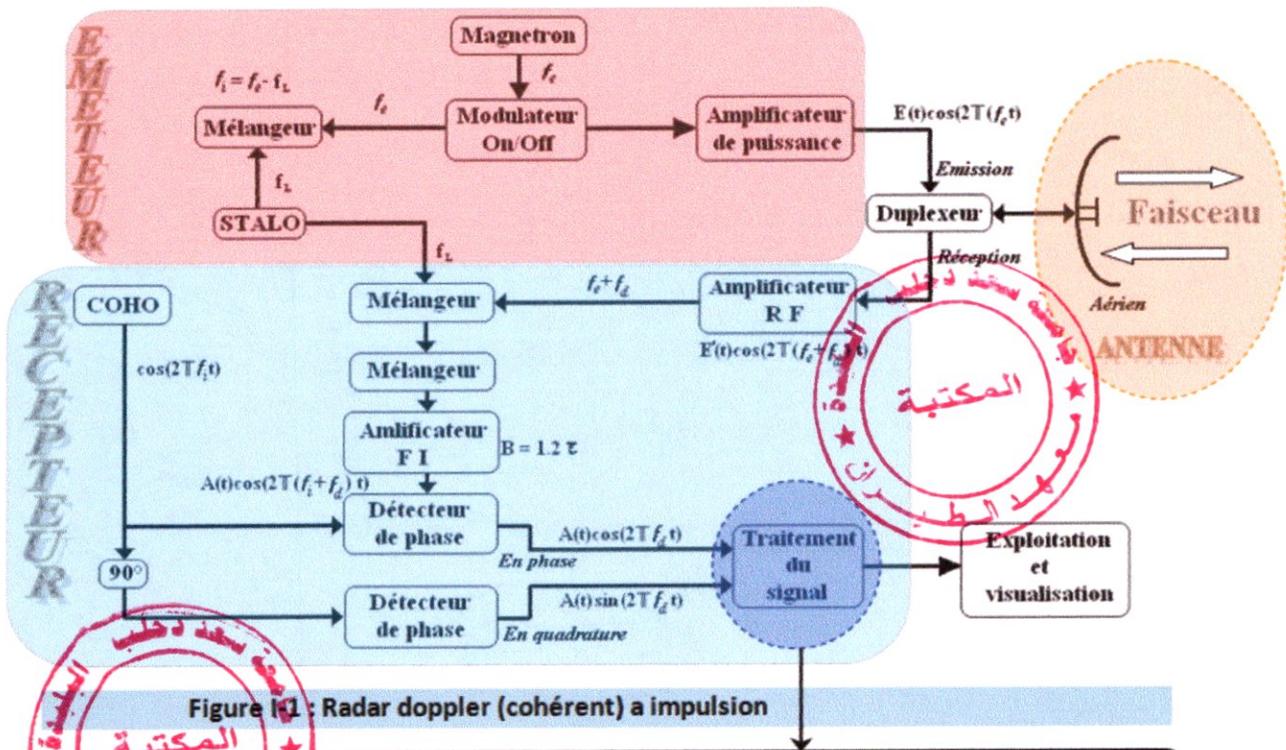


Figure I-1 : Radar doppler (cohérent) a impulsion

Le tout est contrôlé par le système électronique du radar, programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont affichées aux utilisateurs

Le tout est contrôlé par le système électronique du radar, programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont affichées aux utilisateurs

2.2-Génération de l'onde : Bien que le principe du radar reste toujours le même, nous constatons aujourd'hui qu'il existe une gamme variée de radars de différents types. L'exemple de fonctionnement que nous donnons est celui d'un radar à base du magnétron.

Le radar impulsionnel (figure I-1) émet une impulsion de puissance crête de l'ordre du Mégawatt et de durée τ de l'ordre de quelques nanosecondes à quelques dizaines de microsecondes [4]. La période de répétition de ces impulsions ($T_r = 1/fr$) est de l'ordre de millisecondes, de sorte que le facteur de forme (τ/T_r) du train d'impulsions émis soit de l'ordre de 10^{-3} [4]. L'émetteur radar est constitué d'un magnétron [5] qui délivre la fréquence d'émission f_c et d'un modulateur qui allume et éteint un amplificateur de puissance radiofréquence (RF) de façon à obtenir une modulation en amplitude du signal micro-onde par un train d'impulsions rectangulaires. Le signal émis est de la forme

$$S_e(t) = A_e(t) \cos(2\pi f_c t)$$

Avec : $kT_r \leq t \leq kT_r + \tau$ (où k entier).....(I-1)

Ces impulsions amplifiées passent à travers une ligne de transmission (ou guide d'onde) au duplexeur qui relie l'émetteur et le récepteur à l'antenne. L'émission est active seulement pendant

la durée de l'impulsion d'émission. Le duplexeur doit assurer l'isolation nécessaire entre l'émetteur et le récepteur afin de protéger ce dernier contre toute éventuelle détérioration, que peut provoquer la haute puissance de l'émetteur (voir Figure 1).

L'antenne rayonne les ondes d'émission dans l'espace de façon directive suivant son diagramme de rayonnement. Les échos produits par les réflexions des objets illuminés sont reçus durant la période de réception (l'intervalle de temps entre deux impulsions d'émission). Le signal de retour passe dans le récepteur, à travers le duplexeur [6]. Tout écho reçu d'un objet ponctuel quelconque, après un retard $\Delta(t)$ de l'instant de l'émission est de la forme :

$$S_r(t) = A_r(t) \cos[2\pi f_e t + \varphi(t)]$$

Avec : $kT_r + \Delta(t) \leq t \leq kT_r + \Delta(t) + \tau$ (où k entier)..... (I-2)

$A_r(t)$: Amplitude de l'écho radar.

$2\pi f_e t + \varphi(t)$: Phase de l'écho radar.

Bien entendu l'information sur la cible détectée est contenue dans $A_r(t)$ l'amplitude et la phase $\varphi(t)$ du signal d'écho reçu.

La chaîne de réception commence par un étage d'**amplification RF** qui ramène le signal à un niveau convenable pour le traitement; suivi d'un étage **mélangeur** qui, attaqué par l'oscillateur stable appelé **STALO** et délivrant une fréquence f_L , translate la fréquence porteuse f_e du signal à une fréquence moins élevée $f_i = f_e - f_L$. C'est la fréquence intermédiaire (FI) du radar.

Un **amplificateur** calé sur f_L est ensuite utilisé comme un filtre adapté maximisant le rapport signal sur bruit [4].

Le signal est doublement démodulé (translaté à la bande de base) à la sortie de l'**amplificateur** à fréquence intermédiaire FI. Comme le magnétron est instable en phase d'une impulsion à la suivante [5], un oscillateur cohérent appelé **COHO** est utilisé dans la détection de la phase du signal à chaque période de répétition.

Une double démodulation consiste à multiplier le signal reçu par le signal directe du COHO ($\cos(2\pi f_i t)$), d'une part et par ce même signal déphasé de $\pi/2$ d'autre part, et à effectuer les filtrages passe-bas nécessaires pour qu'à la sortie des détecteurs de phase, nous obtenons deux composantes; l'une en phase P(t) et l'autre en quadrature Q(t) telles que [4]:

$$P(t) = A_r(t) \cos(\varphi(t))$$



$$Q(t) = A_r(t) \sin(\varphi(t))$$

D'un signal vidéo (en bande de base) complexe :

$$X(t) = P(t) + jQ(t)$$

$$X(t) = A_r(t) e^{j\varphi(t)} \dots \dots \dots (I-3)$$

Le signal complexe $x(t)$ contient donc l'information du signal réel $s_r(t)$, il est alors échantillonné [5] au rythme des sauts de distance ($\frac{1}{\tau}$: τ est la durée d'une impulsion), et les échantillons sont stockés dans une mémoire afin de subir par la suite un traitement plus élaboré.

Ce sont donc ces échantillons qui constituent par la suite le vecteur reçu Z . Le bloc de traitement peut être un ordinateur spécialisé permettant une évaluation rapide et précise des mesures radar en temps réel, et qui seront par la suite exploitées et visualisées.

3-EXIGENCES ENVERS UN RADAR : Les radars sont généralement plus perfectionnés pour tenir compte d'un certain nombre de contraintes (brouillage, souffle atomique...) ils doivent assurer :

- Une grande portée de détection de l'ennemi aérien dans toute la gamme d'altitude
- Une grande viabilité
- Une grande protection contre le brouillage
- Un grand pouvoir séparateur
- Une manœuvrabilité suffisante

En pratique, il est très difficile de réaliser un radar répondant à toutes ces exigences. Généralement chaque type de radar répond à des exigences bien déterminées.

La technique utilisée est la combinaison de différents type radar. Par exemple La défense aérienne du territoire a pour mission de contrer les attaques ennemies, qui peuvent revêtir de multiples formes. De l'hélicoptère armé volant à très basse altitude et à des vitesses réduites jusqu'au missile balistique traversant la haute atmosphère à grande vitesse. L'éventail des armes antiaériennes est complété par des radars de plus en plus perfectionnés pour faire face aux conditions de détection rendues difficiles par la taille réduite des missiles, ou lors des repérages à basse altitude, par les échos fixes réfléchis par le sol. Pour accomplir leurs missions, les unités de détection sont dotées en radars de différents types, utilisés de telle manière à compiler les possibilités des uns et des autres pour répondre aux exigences désirées. [7]

4-PARAMETRES D'OPTIMISATION DES RADARS : En plus des nombreux types de radars, l'opérateur radar dispose de nombreuses fonctions de contrôle permettant de changer des paramètres du système afin d'améliorer la performance du radar en accroissant la détectabilité de types de cibles particuliers, minimisant ainsi les effets d'interférence, météo et/ou de bruit de fond. Ces contrôles des systèmes radar peuvent modifier chacune ou quelque combinaison des caractéristiques suivantes :

- Puissance d'émission.
- Taux de répétition des impulsions.
- Régulation de la sensibilité en fonction du temps / gain variable dans le temps.
- Largeur transmise d'impulsion.
- Bande passante de récepteur IF.
- Fréquence d'opérateur de l'émetteur.
- Taux de balayage d'antenne.
- Commande de polarisation d'énergie rayonnée et reçue.
- De nombreuses techniques de traitement du signal pour suppression du bruit de fond, des effets météo, indication de cible en mouvement, rythme de fausse alarme et contrôles de seuil. [2]

Dans notre travail nous nous intéressent à ce dernier paramètre qui est La technique de traitement du signal et la suppression du bruit environnant dans le but de rendre plus évidente la détection des intrus dans notre environnement de détection

CHAPITRE 02:

1-LE BRUIT :

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

Le bruit est aussi généré par des sources extérieures, principalement par les radiations thermiques naturelles de l'environnement entourant la cible du radar. Dans le cas des radars modernes, grâce aux hautes performances de leurs récepteurs, le bruit interne est inférieur ou égal au bruit de l'environnement extérieur, sauf si le radar est pointé vers un ciel dégagé, auquel cas l'environnement est si froid qu'il génère très peu de bruit thermique. [3]

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

- **Bruit thermique.**
- **Bruit environnemental (Clutters).**

1.1.1-Bruit thermique : n'importe quel amplificateur à haute résolution implémenter sur un radar, produit un bruit due à une chaleur importante dégagée par les composantes des résistances internes. Le bruit thermique est en général un bruit blanc gaussien [8]. Au dessus du zéro absolu, les trajectoires des électrons libres d'un matériaux conducteur sont soumises à des vibrations aléatoires (agitation thermique), ce qui provoque, même en absence de champs électrique, une fluctuation aléatoire de la valeur instantané de la tension observée [9] ce bruit thermique est présent dans tout composant passif ou actif opposant une certaine résistance «**R**» au passage d'un courant et à une température «**T**» on peut aussi citer les bruits qui se trouvent au bornes d'un dipôle et les bruits générés par les quadripôles. Par conséquent, le bruit thermique implique un parasitage qui peut affecter la visualisation sur l'écran radar.

1.1.2-Clutter (fouillis) : Les échos parasites sont des retours venant de cibles qui sont par définition intéressantes pour l'opérateur radar. Les causes de ces échos sont :

- Des objets naturels tels que le sol, la mer, les précipitations (telles que la pluie, la neige ou la grêle), les tempêtes de sable, les animaux (particulièrement les oiseaux), les turbulences

atmosphériques, et d'autres effets atmosphériques (par exemple les chutes de météores ou les réflexions sur l'ionosphère).

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

Il est à noter que ce qui est un écho indésirable pour certains peut cependant être le but recherché par d'autres. Ainsi les opérateurs en aviation veulent éliminer tout ce dont on vient de parler mais les météorologistes considèrent que les avions sont du bruit et ne veulent garder que les signaux provenant des précipitations.

Les échos parasites sont considérés comme une source d'interférences passive, puisqu'elles ne sont détectées qu'en réponse aux signaux émis par le radar. Il existe plusieurs façons d'éliminer ces échos. Plusieurs de ces méthodes reposent sur le fait que ces échos tendent à être stationnaires lors des balayages du radar. Ainsi, en comparant des sondages radar successifs, la cible désirée sera mobile et tous les échos stationnaires pourront être éliminés. Les échos de mer peuvent être réduits en utilisant une polarisation horizontale, tandis que la pluie est réduite avec une polarisation circulaire (nous avons dit que les radars météorologiques souhaitent obtenir l'effet inverse, utilisant donc une polarisation horizontale afin de détecter les précipitations). Les autres méthodes visent à augmenter le rapport signal sur bruit. [3]

1.1.3-Différents types de fouillis : On distingue plusieurs types de fouillis classés selon leurs origines :

a- **Clutter Météorologique** : il s'agit des échos parasites renvoyés par les nuages ou la pluie, dans notre cas ces phénomènes sont considérés comme parasite que nous devons donc éliminer.

Une forte pluie donnera un clutter beaucoup plus important qu'une pluie fine. La diminution de la longueur d'onde ainsi que l'augmentation de la fréquence du signal émis, interviennent également dans l'augmentation de l'influence de ce type de clutter. [10]

Comme un nuage est formé de gouttelettes sphériques, son écho pour un radar émettant en polarisation circulaire sera polariser en sens inverse du sens de polarisation d'émission.

Il est pratiquement impossible d'éliminer totalement les échos des nuages proches (échos de saturants).

Le clutter atmosphérique est caractérisé par :

- Une répartition volumétrique plus ou moins uniforme.
- Une vitesse différente de celle du clutter Sol (vitesse du vent).

b- Les anges : Sont d'origine très diverses : oiseaux, insectes, accident de l'indice de réfraction de l'air, ces anges donnent l'impression d'échos de profondeur assez grande se déplaçant parfois à des vitesses assez élevée et sont dus à des réflexions normales du rayons radar (réflexions provoquées par des variations locales et rapides de l'indice de réfraction de l'air) qui renvoient les rayons radar vers le sol, fournissant des images de taches du sol, pouvant ainsi se déplacer au double de la vitesse de l'atmosphère (vitesse du vent).

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

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

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

- Sa probabilité de densité suit une loi gaussienne.

Il est caractérisé par un coefficient de rétro diffusion du sol et dépend évidemment de la nature du sol et de la longueur d'onde. [11]

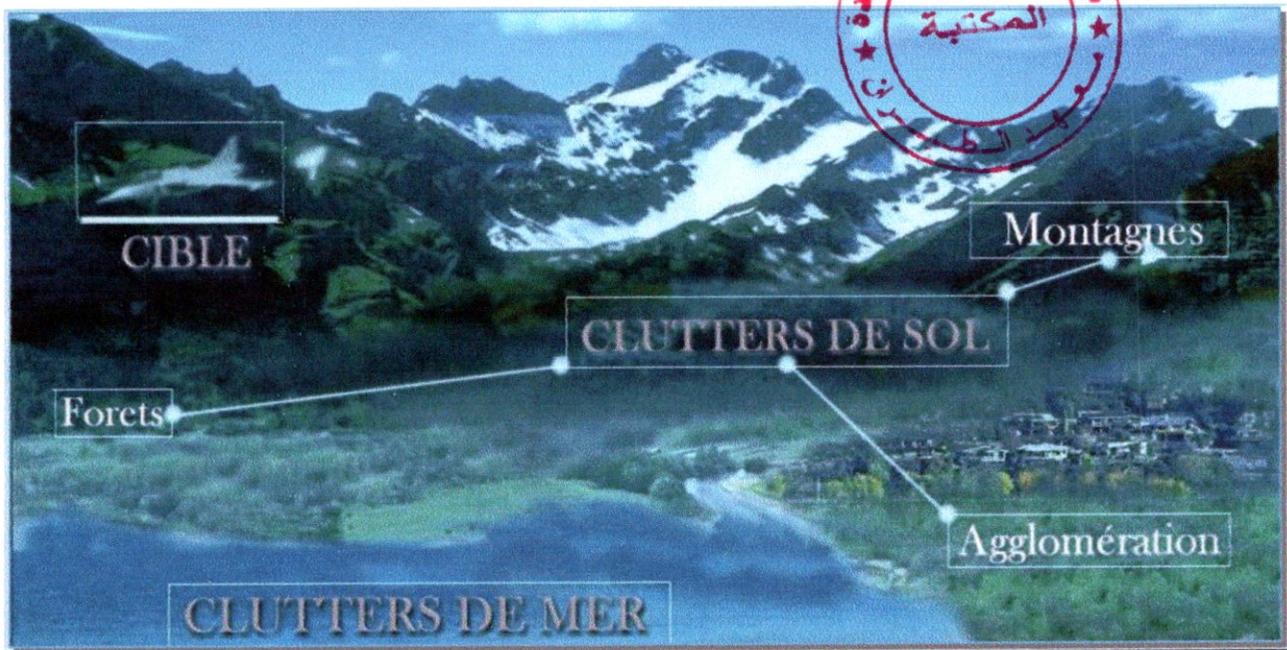


Figure II-1 : Différents types de clutters (sol, mer, cible)

2-THEORIE DE LA DETECTION : En détection radar, nous parlons toujours du rapport signal sur bruit (S/B), S et B représentent respectivement la puissance du signal utile et la puissance du bruit. En système radar B peut être issu d'un bruit thermique ou du clutter. Le rapport (S/B) ou SNR est donc un paramètre important dans l'évaluation de la qualité de détection. Le lien entre ce rapport et la détection est traduit par un critère appelé : *critère de détection*. Son but, est de faire la distinction entre deux cas possible : présence de la cible et du bruit ou présence de bruit seulement.

Plusieurs études ont traité ce critère. Parmi elles, nous avons celles basées sur la théorie des testes statistiques proposée par **Neyman** et **Pearson**. Elle est très utilisée en détection radar, son principe est basé sur les hypothèses de la présence ou de l'absence du signal de la cible.

Soient :

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

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

Si nous notons par:

- **D0** : décision de choisir l'hypothèse **H0**.
- **D1** : décision de choisir l'hypothèse **H1**.

Nous pouvons donc avoir quatre combinaisons possibles :

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

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

- **P (D0/H1)** et **P (D1/H0)** sont les probabilités d'erreurs associées à chaque hypothèse.
- **P (D0 /H0)** : la probabilité conditionnelle de décider **D0** alors que **H0** est vraie: le signal cible est absent et nous décidons pour son absence.
- **P (D1/H0)** : la probabilité conditionnelle de décider **D1** alors que **H0** est vraie: le signal cible est absent et nous décidons pour sa présence. Nous l'appelons aussi probabilité de fausse arme (PFA).
- **P (D0/H1)**: la probabilité conditionnelle de décider **D0** alors que **H1** est vraie: le signal cible est présent et nous décidons pour son absence. Nous le notons **Pm (Missing Probability)**.
- **P (D1/H1)**: la probabilité conditionnelle de décider **D1** alors que **H1** est vraie: le signal cible est présent et nous décidons pour sa présence. Nous l'appelons aussi probabilité de détection (**Pd**).

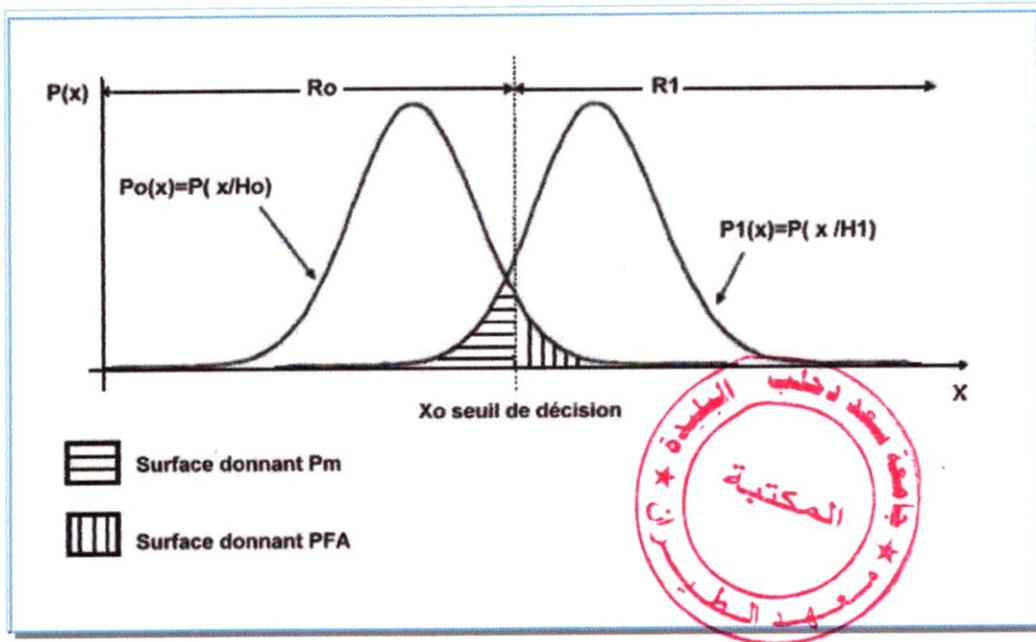


Figure II.2 : Fonctions de densité de probabilité montrant les surfaces d'erreurs

En générale, le problème de détection le plus évident, est celui quand le signal de l'écho de la cible est déterministe; accompagné d'un bruit gaussien d'une fonction de densité de probabilité (PDF) connue (Annexe 2). Plus le signal devient aléatoire, plus la complexité du problème augmente. Ceci est dans le cas d'un bruit non gaussien où la forme générale du signal est inconnue. Ces contraintes rendent difficiles la détection et de ce faite, affectent négativement les performances de celle-ci.

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

La probabilité de fausse alarme est donnée par:
$$PFA = \int_{R1} P_0(x) dx = \int_{R1} P_0(x) dx \quad (II-1)$$

$$Pm = \int_{R0} P_1(x) dx = \int_{R0} P_1(x) dx \quad (II-2)$$

Le problème posé est le suivant: comment choisir une limite séparant **R0** et **R1** afin de décider en faveur de **H0** ou de **H1**? Neyman et Pearson proposent une approche pour résoudre ce problème, basée sur un critère, dont le principe est de fixer un type de probabilité d'erreur et de

minimiser l'autre. En effet la probabilité de fausse alarme est maintenue fixe et la probabilité de non détection P_m est minimisée. Ceci revient à avoir une probabilité de détection P_d maximale.

$$P_m = 1 - PFA \dots\dots\dots (II-3)$$

Soient:

PFA = α (paramètre fixé : appelé aussi contrainte).

Pm = paramètre à minimiser.

Posons:..... $Q = P_m + K \cdot PFA$

Où : **K**: multiplicateur de Lagrange ; d'où minimiser **Pm** revient à minimiser **Q**.

Or de (II-1) et (II-2) on à :

$$Q = \int_{R0} P_1(x) dx + K \int_{R1} P_0(x) dx$$

$$PFA = 1 - \int_{R0} P_0(x)$$

Donc:

$$Q = \int_{R0} P_1(x) dx + K \left[1 - \int_{R0} P_0(x) dx \right]$$

Ou encore:.....

$$Q = K + \int_{R0} [P_1(x) - K P_0(x)] dx$$

Pour minimiser **Q**, il faut avoir un intégrant négatif.

D'où:..... $P_1(x) - K \cdot P_0(x) < 0$

Ou encore:..... $\frac{P_1(x)}{P_0(x)} < K$

K est donnée en fonction de α c'est la solution de:..... $\alpha = \int_{R1} P_0(x) dx$

Notons par : $\lambda = K[\alpha]$ seuil de décision.

$K[\alpha]$: Pour chaque PFA fixe (= α), nous avons la valeur de K correspondante.

Le teste de décision serait donc:

$$\frac{P_1(x)}{P_0(x)} \geq \lambda : \text{Nous décidons pour } H1.$$



$$P_1(x)/P_0(x) < \lambda : \text{Nous décidons pour } H_0.$$

Le rapport $P_1(x)/P_0(x)$ est appelé : **Fonction du Rapport de Vraisemblance**. Ce rapport est comparé pour chaque observation x , à un seuil λ qui est en fonction de α ($PFA = \alpha$). [12]

2.1- Surface équivalente :

2.1.1-Définition: Considérons une cible à une distance D du radar. Du fait de la puissance rayonnée par le radar, on dispose, à la distance D , d'une certaine densité de puissance par unité de surface p ; la cible reçoit donc une puissance proportionnelle à p et renvoie, en direction du radar, une puissance égale à $p\sigma$. σ étant par définition la surface équivalente de la cible. [13]

σ se présente donc comme le rapport entre la puissance renvoyée par la cible en direction du radar et la densité de puissance par unité de surface disponible à l'endroit de la cible.

2.1.2-Surface équivalente d'une cible réelle: Une cible réelle peut être considérée comme une juxtaposition d'un très grand nombre de petits réflecteurs élémentaires de surfaces équivalentes σ_i excités par l'onde émise, ces réflecteurs réfléchissent en direction du radar des signaux élémentaires S_i .

L'écho global réfléchi vers le radar est donc: $A = \sum S_i$

La surface équivalente globale sera formée par la contribution de la somme vectorielle des surfaces élémentaires σ_i $\sigma = \sum \sigma_i$

Chaque avion, quel qu'il soit, possède une surface équivalente radar proportionnelle à sa taille et à sa géométrie (voir figure II-3). Cette surface, exprimée en m^2 , représente ce qu'un radar serait capable de détecter de l'avion si ce dernier venait à rentrer dans son champ de détection. Bien évidemment, plus la SER est grande, moins le radar aura du mal à localiser. [14] On pourrait être tenté de chercher une relation entre σ et la surface « physique » de la cible. Cependant, cette relation n'est pas un concept pratique pour l'étude des performances d'un radar. Il est plus intéressant de remarquer que, en fonction de l'angle de l'avion par rapport au radar (voir figure II-4), la SER subit d'importantes variations. [13]

La variation de la surface équivalente en fonction de l'angle d'illumination est désignée par: *La fluctuation des cibles*.

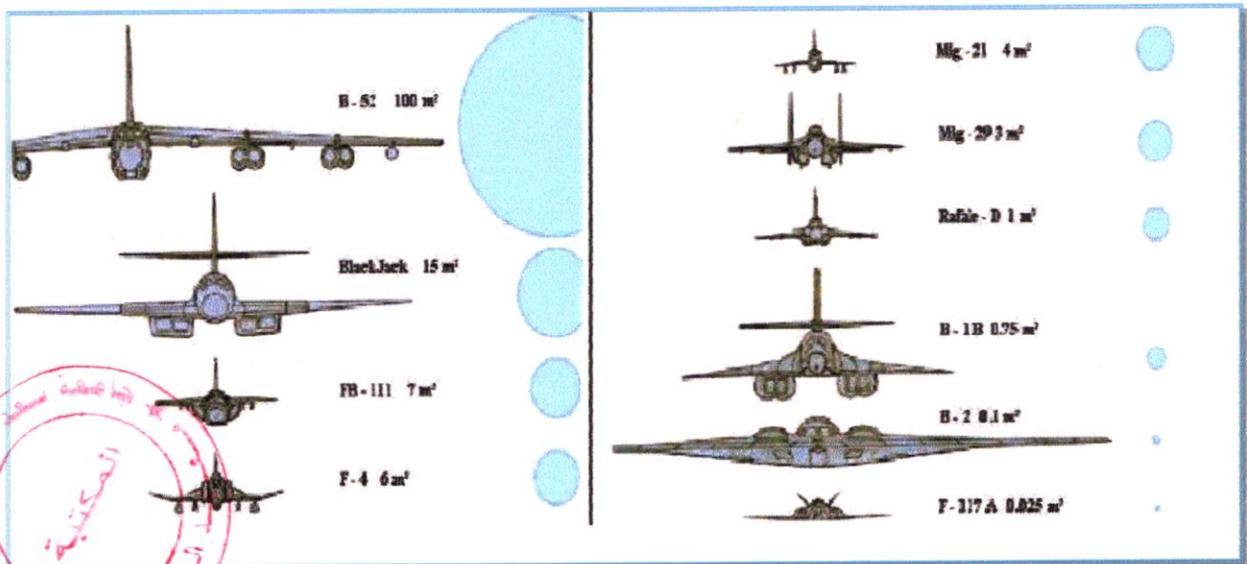


Figure II-3 : Surfaces équivalentes de quelques types d'avions

2.2 Fluctuation des cibles Radar : Dire que l'amplitude d'un écho d'une cible fluctue, c'est dire que sa surface équivalente fluctue.

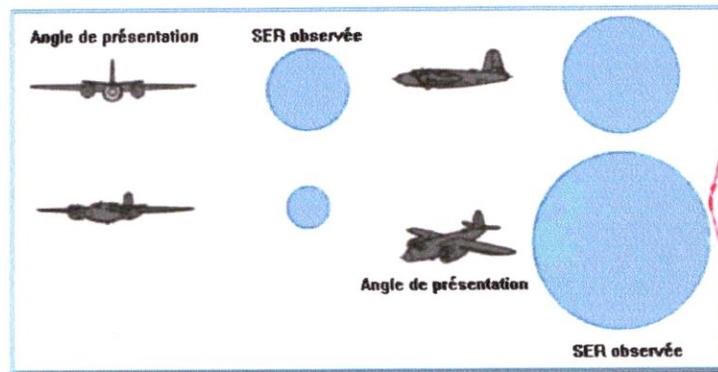


Figure II-4 : variation de la SER en fonction de l'angle d'illumination

La surface équivalente d'une cible quelconque varie en fonction de l'orientation et la position de la cible. Cette variation est aléatoire, par conséquent σ est une variable aléatoire et on définit deux cas :

a) Si la cible est constituée d'un nombre important de surfaces élémentaires σ_i indépendantes, alors σ est décrite par une fonction de densité de probabilité de Rayleigh :

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

OU σ_0 est la surface équivalente moyenne.

S'il y a parmi les surfaces élémentaires σ_i , une surface dominante, la fonction de densité de probabilité de σ sera :

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

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

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

Cette étude faite par **Swerling** a conduit à définir quatre modèles de cibles fluctuantes (voir le [Tableau II-2](#)).

MODELE DE FLUCTUATION	FONCTION DE DENSITE DE PROBABILITE DE A	PERIODE DE FLUCTUATION
Swerling I	$P(A) = \frac{A}{A_0^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2A_0^2}\right)$	D'un balayage au suivant
Swerling II	$P(A) = \frac{A}{A_0^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2A_0^2}\right)$	D'une impulsion a la suivante
Swerling III	$P(A) = \frac{9A^3}{2A_0^4} \exp\left(-\frac{3A^2}{2A_0^2}\right)$	D'un balayage au suivant
Swerling IV	$P(A) = \frac{9A^3}{2A_0^4} \exp\left(-\frac{3A^2}{2A_0^2}\right)$	D'une impulsion à la suivante

TABLEAU (II.2): LES MODELES DE FLUCTUATION DE CIBLE

Avec A : l'amplitude de l'écho, réfléchi par une surface (σ).

$$A = \sqrt{2\sigma}$$

A_0 : l'amplitude la plus probable de l'écho. [15]

3-DETECTION A SEUIL FIXE :

La détection des cibles est l'une des tâches réalisées par l'ensemble du système radar, d'où l'antenne radar diffuse une succession d'impulsions vers la cible, qui à son tour réfléchit ces impulsions sous forme d'échos, donc une énergie est émise de la cible vers le radar. Le signal reçu par le radar est ensuite tracé comme étant une fonction de délais temporels qui est proportionnelle à la distance (entre le radar et la cible). Cette fonction à délais temporels continue, est discrétisée suivant des pas temporels fixes, d'où chacun d'eux correspond à une distance



discrète bien particulière. De ce fait, chaque amplitude signal est stockée dans une cellule distance séparée. Le total de ces cellules forme ce qu'on appelle le profile distance. Ceci est bien illustré sur la (figure II-5). [16]

Mais malheureusement en système radar, ces échos (signaux réfléchis) reçus de la cible sont accompagnés en général par le bruit. Ce bruit peut être un bruit thermique ou bien un bruit causé par l'effet du fouillis (bruit environnementale ou bien clutter). Le bruit du fouillis est comme nous en avons parlé plus haut le résultat des réflexions ou réfractions causées par les constructions urbaines, les montagnes, les forêts ou les surfaces maritimes, etc.

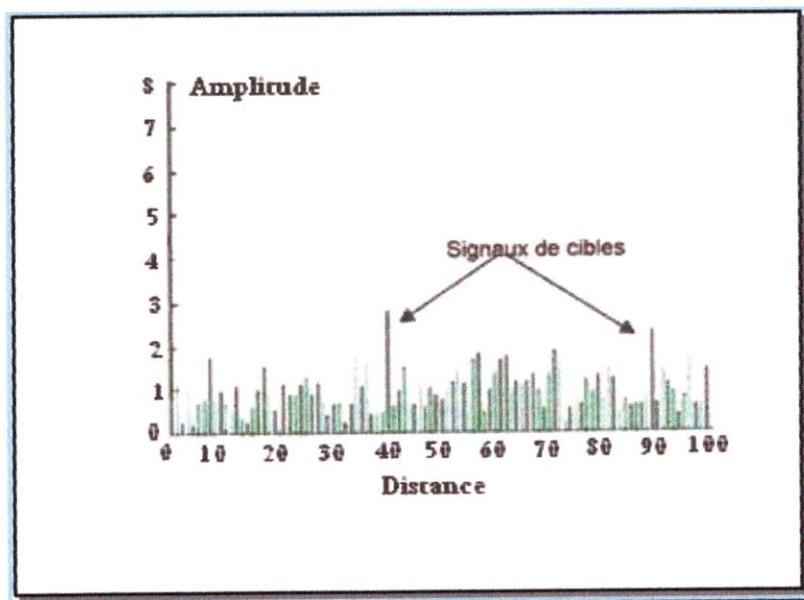


Figure II-5 : Exemple de profile distance

De plus, le fouillis peut varier selon différentes distances mais aussi vari dans le temps en raison des changements environnementaux ou climatiques. En pratique, à une grande distance, les échos produits par de petites cibles sont généralement faibles, aussi faibles pour être perdues complètement dans le fouillis. Donc plus la distance entre la cible et le radar décroît, plus la puissance du signal reçu de la cible est importante. Il existe une multitude d'approches pour concevoir des détecteurs du signal radar qui sont optimaux d'un certain point de vue ou dans des cas particuliers, de telle façon que les fausses alarmes (fausses détections) peuvent être gardées à un faible taux. Ces approches forment ce qu'on nome: la détection de cibles radar à taux de fausses alarmes constant (ou CFAR pour Constant False Alarm Rate). En générale, l'environnement est modélisé en se servant des fonctions de distributions pour tester les performances de tels détecteurs. Le fait que l'environnement subisse des changements temporels, la modélisation du fouillis devienne une tâche trop lourde et difficile en tenant en compte les transitions environnementales qui sont a priori inconnues. Pour remédier à ce problème de complexité, ces derniers sont conçus et destinés en général pour un seul type de fouillis. La méthode la plus évidente pour séparer le signal cible du bruit ou fouillis est l'utilisation d'un seuil

fixe (voir figure II-6).

La distribution du fouillis peut être approximée par certaines fonctions de distributions de probabilités, d'où chaque fouillis est modélisé par une distribution de probabilités particulière. Par exemple les échos émis par les buildings ou constructions urbaines suivent une distribution de probabilités différente que les échos émis par les montagnes. La distribution du fouillis est une variante mais aussi le niveau (échelle ou bien scale) du même fouillis varie lui aussi fortement [16]. Les détecteurs qui doivent faire face à de telles situations doivent avoir un mécanisme d'adaptation de seuil. La théorie des détecteurs à seuil adaptatif est très efficace, dans le cas d'un seul type de distribution de fouillis homogène, si le bruit thermique et le fouillis sont d'une nature gaussienne [17]. Malheureusement, ça nécessite des informations ou une connaissance a priori concernant les statistiques sur les distributions qui ne sont pas en réalité et en générale définis complètement ou connues.

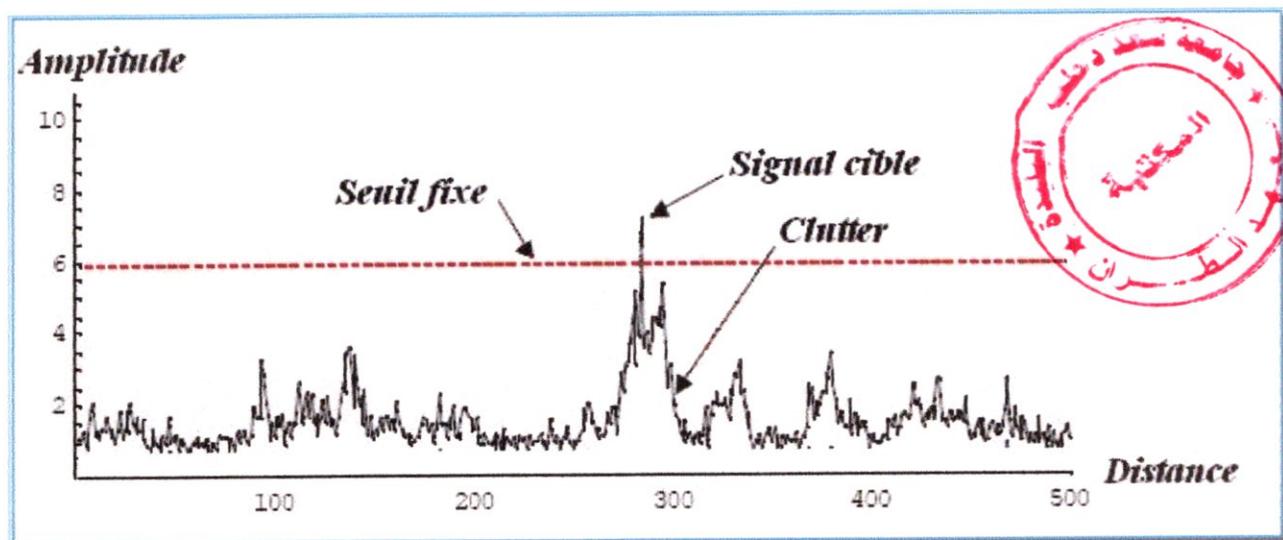


Figure II-6 : Détection à seuil fixe

4-DETECTION A SEUIL ADAPTATIF :

La détection de cible par un radar est limitée par la qualité de son récepteur mais aussi par l'environnement dans lequel ce radar doit opérer. Les méthodes classiques de détection ont utilisé les seuils fixes, pour déterminer la présence de cible ou non, en comparant l'amplitude de l'échantillon avec celle du seuil.

En plus du bruit de fond du récepteur, le signal reçu par le radar est souvent formé d'un conglomérat d'échos provenant de différents types d'obstacles situés dans le champ de rayonnement de l'antenne. Pour un radar de surveillance, il s'agit de discerner le signal utile, celui provenant d'un aéronef ou d'un navire, du signal parasite contaminant appelé **clutter**. En présence des signaux parasites stationnaires, l'ensemble de ces signaux plus celui de la cible, à la sortie du détecteur d'amplitude, est échantillonné sur un niveau de seuil fixe pour une probabilité de fausse alarme donnée. Or dans de nombreux cas pratiques, le radar opère dans un environnement non stationnaire et les variations brusques du niveau des signaux parasites font varier dans des proportions considérables le taux de fausses alarmes rendant ainsi l'échantillonnage sur un seuil fixe inapplicable. Cet inconvénient peut être pallié en adaptant le seuil sur le niveau du signal parasite

de façon à ce que le signal de réponse à la sortie du récepteur présente un nombre de fausses alarmes constant. L'adaptation du seuil est basée sur l'estimation du signal parasite provenant de la cellule distance considérée. Cette technique, depuis longtemps utilisée dans la détection radar appelée détection à **Taux de Fausse Alarme Constant (TFAC)** ou **Constant False Alarms Rate (CFAR)**. [18]

Dans ce qui suit on va présenter la dépendance entre la puissance du bruit et la probabilité de fausse alarme.

La relation entre le niveau de seuil Q , la puissance moyenne de bruit et P_{FA} est [19] :

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{Q^2}{2\sigma^2}\right)$$

Ou :

Q^2 : Est la puissance du seuil.

σ^2 : Est la puissance du bruit.

Si on fixe ces deux paramètres, on obtient une probabilité nominale :

$$P_{FA_{nom}} = \exp\left(-\frac{Q_{nom}^2}{2\sigma_{nom}^2}\right)$$

Maintenant pour un seuil fixe et un bruit variant :

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{Q_{nom}^2}{2\sigma^2}\right)$$

$$P_{FA} = P_{FA_{nom}}^{\frac{\sigma_{nom}^2}{\sigma^2}}$$



Posons :

$$x = 10 \log\left(\frac{\sigma^2}{\sigma_{nom}^2}\right)$$

Alors :

$$P_{FA} = P_{FA_{nom}}^{10 \frac{x}{10}}$$

Le tracé de cette équation pour une $P_{FA_{nom}} = 10^{-8}$ (voir Figure II.7) nous montre qu'une augmentation de puissance de bruit cause une augmentation dans la probabilité de fausse alarme P_{FA} , ce qui ramène à une dégradation sérieuse dans la probabilité de détection, par conséquent les techniques de seuillage adaptative sont nécessaire pour maintenir un **Taux de Fausse Alarme** désiré **Constant**.

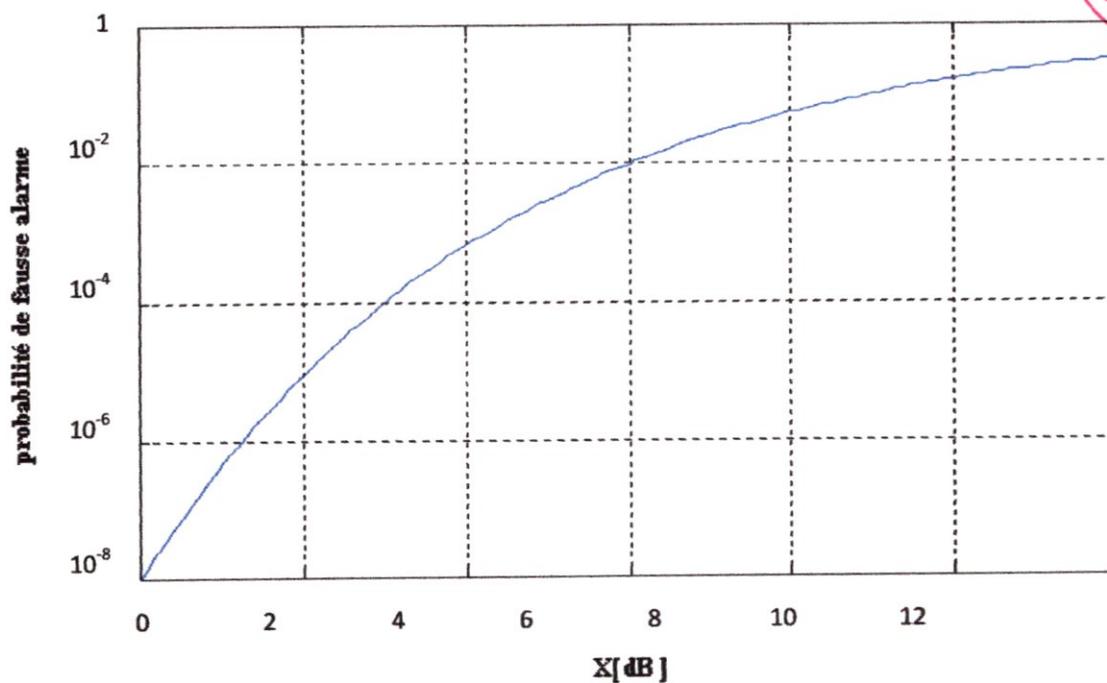


Figure II-7 : L'effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la P_{FA} dans la détection à seuil fixe

Pour obtenir une probabilité de fausse alarme constante, il faut effectuer une régulation de la valeur du seuil Q de telle sorte qu'à toute variation de q (tensions du bruit) correspond une variation de Q qui permette d'obtenir :

$$K = \frac{Q}{q} = \text{cste}$$

C'est la technique de détection à Taux de Fausse Alarme Constant, basé sur seuillage adaptatif.

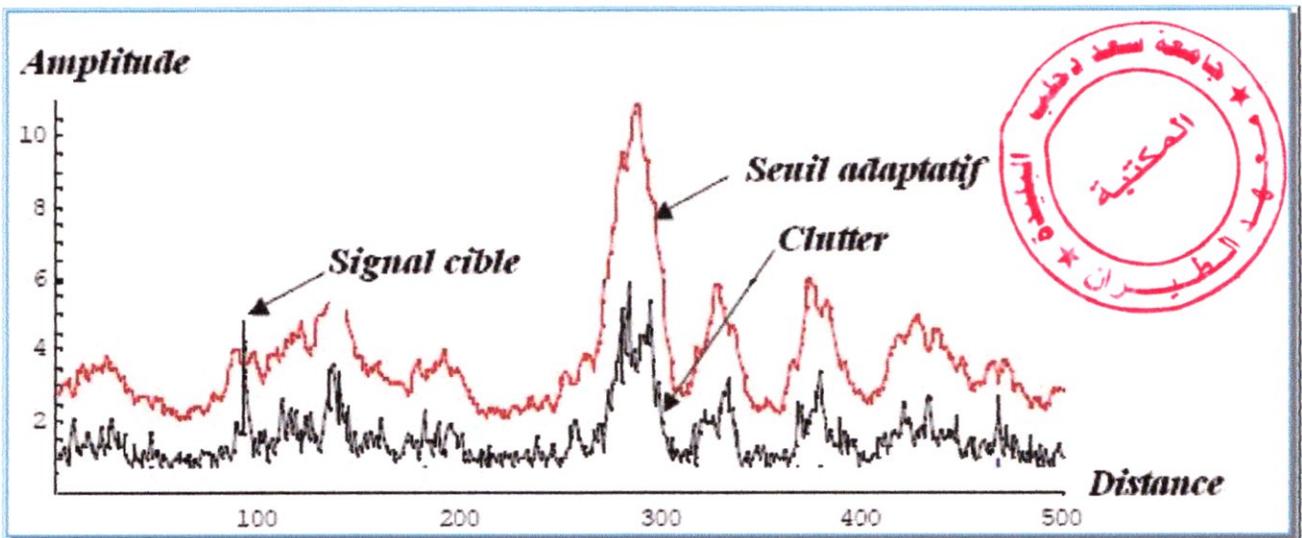


Figure II-8 : Détection A Seuil Adaptatif

CHAPITRE 03:

1-INTRODUCTION : après avoir exposé de manière générale ce qu'est un radar à impulsion son principe de fonctionnement général ainsi que le principe de détection du signal radar nous allons dans ce chapitre nous intéresser à la méthode CFAR (*Constant False-Alarms Rate*, parfois appelée AGC pour *Automatic Gain Control*) c'est une méthode de traitement du signal radar qui se repose principalement sur le fait que les échos dus aux parasites sont beaucoup plus nombreux que ceux dus à la cible. Le gain du récepteur est automatiquement ajusté afin de maintenir un niveau constant des échos parasites visibles. Les cibles ayant un retour plus important, les parasites (Clutters) ressortiront facilement de ces derniers, même si les cibles plus faibles se perdent dans le bruit. Par le passé, le CFAR était contrôlé électroniquement et affectait également tout le volume sondé. Maintenant, le CFAR est contrôlé par ordinateur et peut être réglé différemment en chaque zone de l'affichage. Ainsi il s'adapte au niveau des échos parasites selon la distance et l'azimut.

On peut utiliser également des masques de régions connues d'échos parasites (par ex. les montagnes) ou incorporer une carte des environs du radar pour éliminer tous les échos ayant une origine située sous le niveau du sol ou au dessus d'une certaine hauteur. Pour réduire les retours des supports du cornet d'émission sans diminuer la portée, il est nécessaire d'ajuster la période muette entre le moment où l'émetteur envoie une impulsion et le moment où le récepteur est activé, afin de ne pas tenir compte de retours internes à l'antenne. [3]

2-CLASSIFICATION : le détecteur CFAR se classe parmi les principes de détection appliqué aux radars panoramiques, il a pour objectif premier de déterminer la présence ou non de cible ou intrus potentiels dans son champs de surveillance ou champs de détection pour ce faire il utilise des techniques qui lui permettent de séparer le signal de la cible de celui du bruit environnant.

3-ARCHITECTURE D'UN DETECTEUR CFAR :

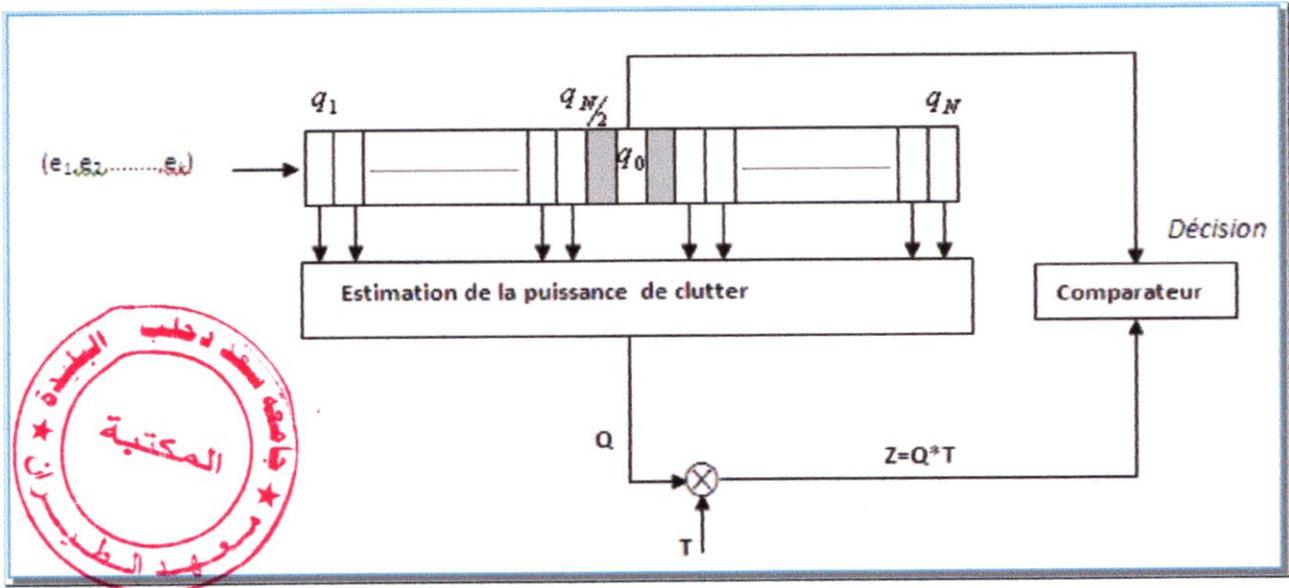


FIGURE III-1: SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN DETECTEUR CFAR

Ce détecteur est composé des blocs suivants :

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

4-EVOLUTION DU CFAR (DIFFERENTS TYPES) : En pratique, dans les systèmes de détection des signaux radar, le problème posé est d'automatiser la détection des cibles en présence de bruit et clutter non stationnaire, dans le but de garder une probabilité de fausse alarme constante.

Une approche de la détection automatique dans le cas de bruit et de clutter non stationnaire, consiste à comparer le signal dans la cellule test à un seuil adapté obtenu par estimation du niveau de bruit plus clutter à partir des échantillons des N cellules de références.

Finn et Johnson ont proposé le détecteur **CA-CFAR** (voir Figure III-2), et ils ont prouvés sa performance dans le cas de bruit blanc gaussien homogène. Mais dans le cas d'une non

homogénéité causée par un fouillis limité (clutter edges), la transition d'une région claire à une région de clutter cause une dégradation de la performance de ce détecteur. [20]

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

Weiss a aussi fait des travaux sur ce détecteur en proposant un détecteur **GO-CFAR modifié** utilisant deux circuits (greatest of) en éliminant les valeurs élevées dans les deux fenêtres U et V [20]. Le détecteur **Clutter map CFAR** proposé par O'Donnell, Muehe et Labitt est aussi utilisé pour résoudre ce problème.

Trunk en étudiant plusieurs détecteurs à seuil adapté a montré que les détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR sont incapables d'extraire les plots de deux cibles proches à la fois, lorsque, l'une se trouve dans la cellule test et l'autre dans l'une des cellules de références. Pour remédier à ce problème il a proposé le détecteur **SO-CFAR** (Figure III-2)

Ce problème est souvent rencontré dans l'aviation civile et militaire. Dans de telles situations l'effet de capture (l'élévation lente de la probabilité de fausse alarme) apparaît.

Finn et Johnson, ainsi que Rickard et Dillard ont étudié le problème de deux cibles très proches et l'existence de l'effet de capture. Ils ont montré la performance du détecteur SO-CFAR dans ce cas [20].

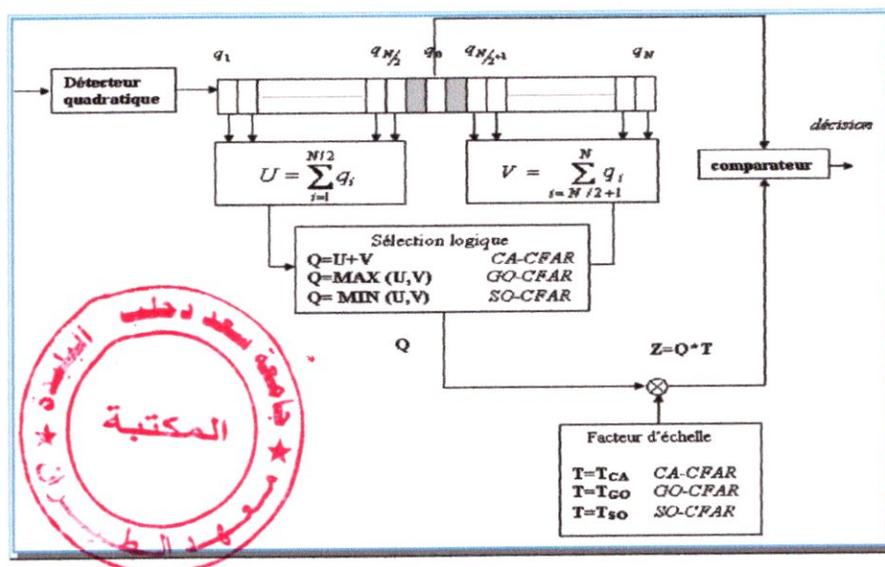


Figure III-2 : Schéma synoptique des détecteurs CA, GO, SO-CFAR

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

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

Al Hussaini et Ibrahim ont généralisé l'utilisation de cette technique pour les détecteurs GO et SO-CFAR. [20]

Weiss a aussi montré que le détecteur GO-CFAR dans le cas de deux cibles proches a des capacités de détection faibles, et il a suggéré l'utilisation du détecteur SO-CFAR pour ce cas. [21]

Rohling a proposé pour résoudre le problème d'interférence de cibles proches, une technique d'estimation basé sur les statistiques ordonnées. C'est le détecteur **OS-CFAR** [21] (voir Figure III-3)

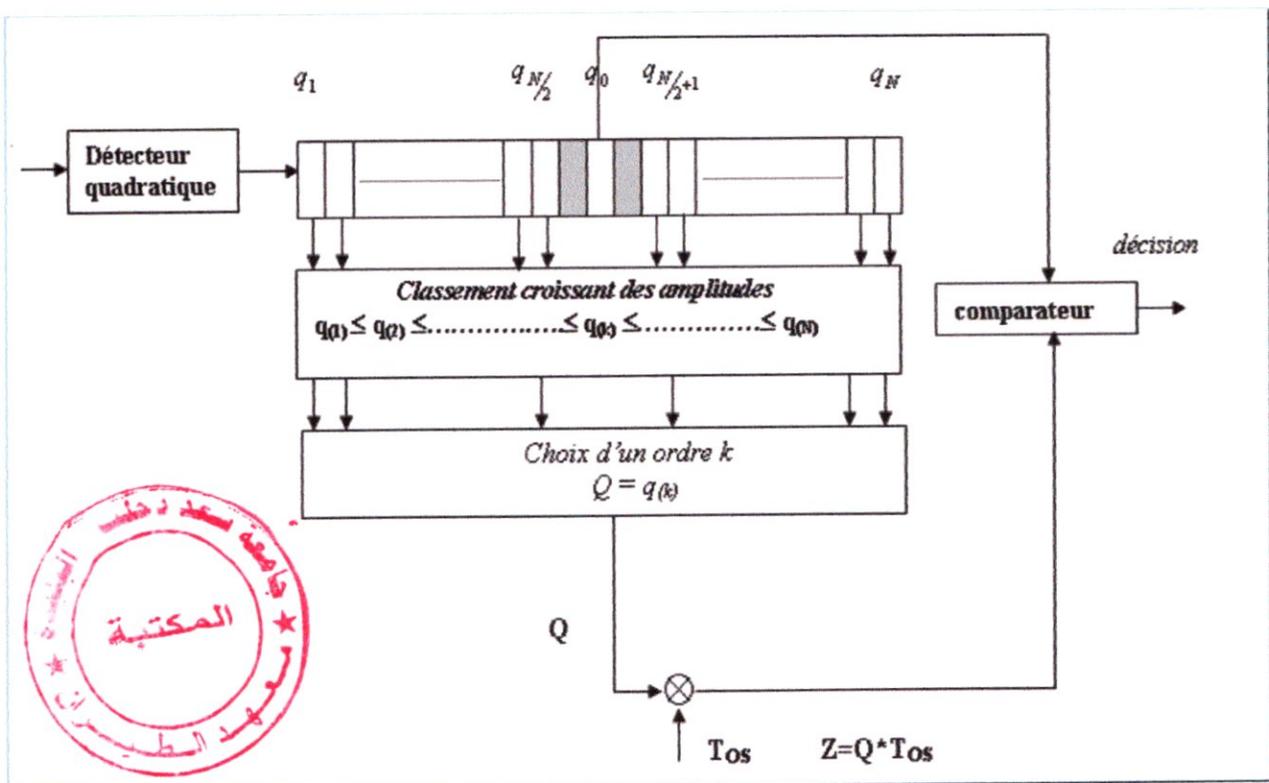


Figure III-3 : Schéma synoptique d'un détecteur OS-CFAR

Rickard et **Dillard** ont proposé le détecteur **CMLD** basé sur le contrôle de nombre de cibles d'interférence présent dans les cellules de références. **Ritcey** a montré la robuste performance de ce détecteur dans le cas de plusieurs cibles. **Barkat**, **Varshney** et **Himonas** ont proposé le détecteur **GCMLD** qui est basé sur le contrôle de nombre de cibles d'interférences inconnues et ont montré ses capacités à détecter le nombre inconnu de cibles présentes dans les cellules de références ainsi que sa stabilité dans le contrôle de la probabilité de fausse alarme même si le nombre de cellules de références est petit. [20]

Barkat et **Varshney** ont récemment réalisé des travaux sur le détecteur CA-CFAR en utilisant des techniques de traitement décentralisé et de règles de fusion de données.

Ils ont aussi proposé une technique dérivant du détecteur CA-CFAR en affectant des facteurs d'échelles correspondants à chaque fenêtre de référence U et V ; c'est le détecteur **WCA-CFAR**. (Voir Figure III-4) [19].

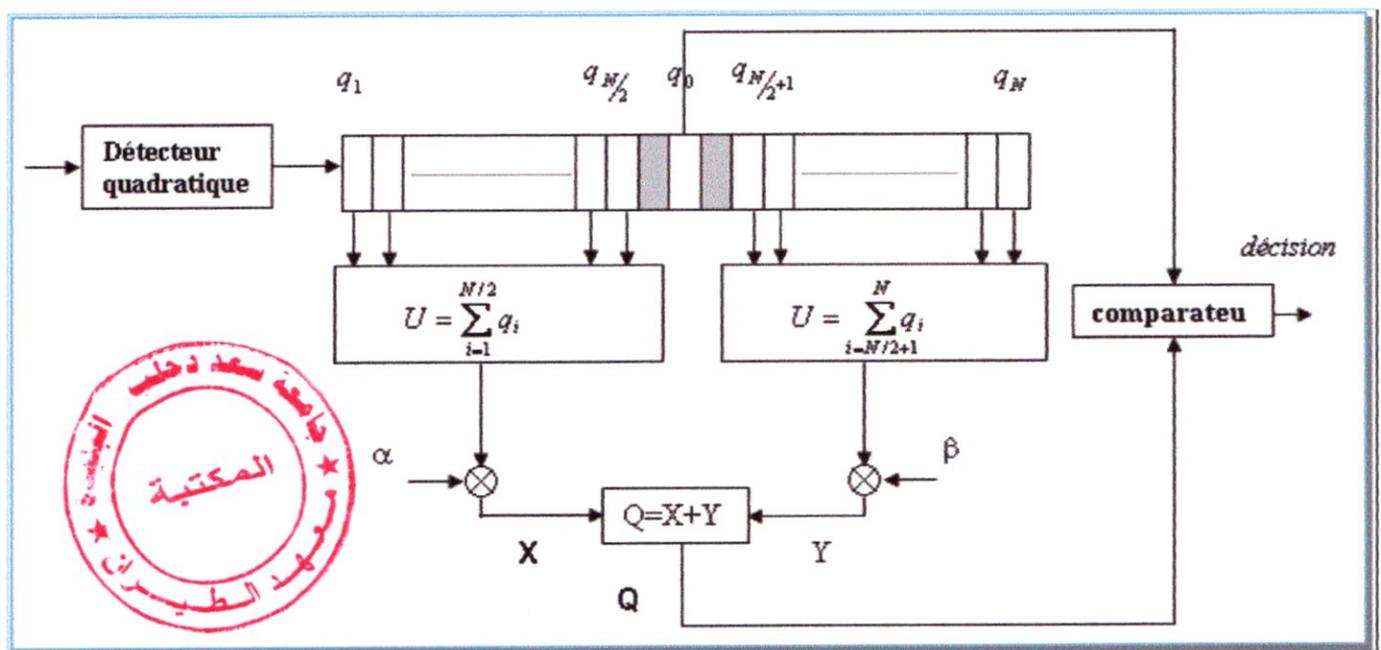


Figure III-4 : Schéma synoptique des détecteurs WCA-CFAR

5-EVALUATION DES CELLULES DE VOISINAGE :

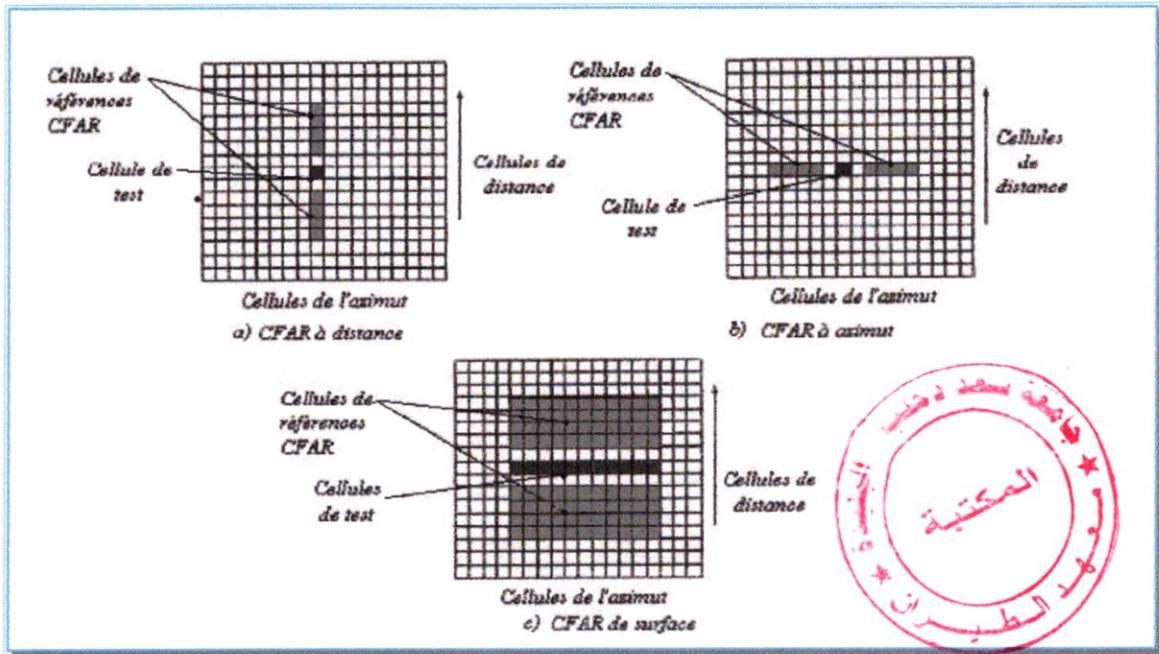


Figure III-5 : Type de voisinage. (a) direction de la distance, (b) direction de l'azimut, (c) direction plane (distance et azimut)

Il existe une multitude de méthodes pour obtenir un ensemble de cellules de voisinage. La méthode la plus appropriée dépend du type d'interférences environnementales (ou bruit de fouillis). L'une des techniques, les plus utilisées et répondues dans le domaine radar est illustrée sur (figure-III.5), qui est basée sur la distance ou un intervalle de distance (rang interval) d'où la cellule de test (ou CUT pour Ceil Under Test) est entourée par des cellules de références. L'utilisation de cette ensemble implique que les caractéristiques des interférences sont stables à travers l'intervalle de distance, concernant la cellule de teste est les cellules de références. Cette assertion est vraie dans le cas où l'interférence environnementale est composée d'un bruit thermique plus le bruit de fouillis à énergie constante. L'assertion est rejetée dan le cas où l'environnement est formé de terrains variant dans la hauteur, la cadence, le facteur de réflectivité, etc. De telle façon que la surface équivalente du fouillis (ou CCS pour Clutter Cross Section) est trop variable par rapport à un changement de distance négligeable. [8]

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

domaines ou intervalles (distance et azimuth) pour implémenter une configuration de cellules de référence à deux dimensions ou plane.

6-THEORIE DES TECHNIQUES CFAR :

6.1-INTRODUCTION :

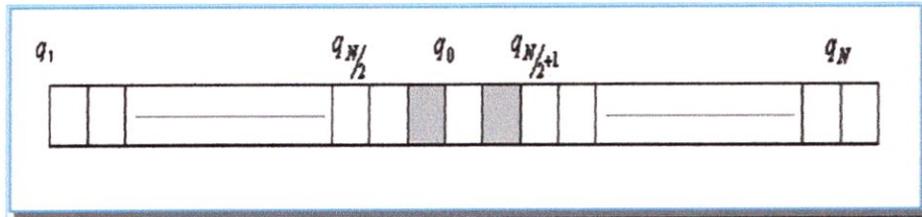


Figure III-6 : les cellules de références dans le détecteur CFAR

Chaque cellule de la ligne à retard à deux possibilités, soit qu'elle contient le signal utile ou non, d'où on a pu définir deux hypothèses :

H_0 : représente l'hypothèse de l'absence du signal utile $s(t)$.

$$s_c(t, \xi) = b(t, \xi) \quad \text{et} \quad \sigma_c^2 = \sigma^2$$

H_1 : représente l'hypothèse de l'existence du signal utile $s(t)$.

$$s_c(t, \xi) = s(t) + b(t, \xi) \quad \text{et} \quad \sigma_c^2 = \sigma_s^2 + \sigma^2$$

$$\sigma_c^2 = \sigma_s^2 + \sigma^2$$

$$= \sigma^2 \left(1 + \sigma_s^2 / \sigma^2 \right) = \sigma^2 (1 + S/B) \dots\dots\dots (III-1)$$

On note $I_i = S/B$ représente le rapport signal sur bruit dans la cellule (i) selon l'hypothèse H_1 . Et on suppose que pour toutes les cellules (sauf la cellule test)

$I_i = I$ quelque soit i.

On note aussi que : $I_0 = S$, représente le rapport signal sur bruit dans la cellule test selon l'hypothèse H_1

Finalement on peut écrire :



$$\begin{cases} P_{Q_i/H_0}(q_i) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{q_i}{2\sigma^2}\right) & H_0 \\ P_{Q_i/H_1}(q_i) = \frac{1}{2\sigma^2(1+I)} \exp\left(-\frac{q_i}{2\sigma^2(1+I)}\right) & H_1 \quad I = [0, N] \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

Pour simplifier, on va normaliser (le calcul sans normalisation conduit au même résultat), on posant

$2\sigma^2 = 1$, d'où :

$$\begin{cases} P_{Q_i/H_0}(q_i) = \exp(-q_i) & H_0 \\ P_{Q_i/H_1}(q_i) = \frac{1}{(1+I)} \exp\left(-\frac{q_i}{(1+I)}\right) & H_1 \quad I = [0, N] \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

On va subdiviser notre étude à deux situations de l'environnement pour chaque détecteur.

Ces situations sont :

- La détection simple d'une seule cible
- La détection de deux cibles proches

Soit la fonction de densité de probabilité de la valeur estimée Q , elle est déterminée d'après le type du détecteur.

On définit la probabilité de détection par :

$$P_d^d = \int_0^{+\infty} Pr[q_0 \geq T_d q / H_1] \times P_Q^d(q) dq \quad \text{(III-4)}$$

Avec :
$$Pr[q_0 \geq T_d q / H_1] = \int_{T_d q}^{+\infty} P_{Q_0/H_1}(q_0) dq_0 = \exp\left(-\frac{T_d q}{1+S}\right) \quad \text{(III-5)}$$

D'où :
$$P_d^d = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_d q}{1+S}\right) P_Q^d(q) dq \quad \text{(III-6)}$$

Et la probabilité de fausse alarme par :



$$P_{FA}^d = \int_0^{+\infty} \Pr[q_0 \geq T_d q / H_0] P_Q^d(q) dq \dots\dots\dots (III-7)$$

avec
$$\Pr[q_0 \geq T_d q / H_0] = \int_{T_d q}^{+\infty} P_{Q_0/H_0}(q_0) dq_0 = \exp(-T_d q) \dots\dots\dots (III-8)$$

d'ou
$$P_{FA}^d = \int_0^{+\infty} \exp(-T_d q) P_Q^d(q) dq \dots\dots\dots (III-9)$$

6.1-LA DETECTION D'UNE SEULE CIBLE : Supposons la présence d'un écho utile dans la cellule test (q_0) de rapport signal sur bruit S , et les autres cellules de références ne contiennent que du bruit blanc gaussien. Donc d'après l'équation (III.3) on peut écrire :

$$\begin{cases} P_{Q_0/H_1}(q_0) = \frac{1}{1+S} \exp\left(-\frac{q_0}{1+S}\right) \\ P_{Q_i/H_0}(q_i) = \exp(-q_i) \end{cases} \quad i=1,N \dots\dots\dots(III.10)$$

Sachant que U et V contiennent le même nombre d'échantillons de bruit blanc gaussien :

$$U = \sum_{i=1}^{N/2} q_i \quad \text{et} \quad V = \sum_{i=(N/2)+1}^N q_i \dots\dots\dots (III.11)$$

Alors leurs fonctions de densité de probabilité et fonctions de distribution cumulative sont respectivement :

$$F_U(u) = 1 - \sum_{j=0}^{(N/2)-1} \frac{u^j}{j!} \exp(-u) \dots\dots\dots (III.12)$$

$$P_U(u) = \frac{u^{(N/2-1)}}{(N/2-1)!} \exp(-u) \dots\dots\dots (III.13)$$

$$F_V(v) = 1 - \sum_{j=0}^{(N/2)-1} \frac{v^j}{j!} \exp(-v) \dots\dots\dots (III.14)$$



$$Pv(v) = \frac{v^{(N/2-1)}}{(N/2-1)!} \exp(-v) \dots\dots\dots (III.15)$$

6.2-LA DETECTION DE DEUX CIBLES PROCHES :

Supposons maintenant la présence des échos de deux cibles très proches dans les cellules de référence, la cible dans la cellule test (appelée primaire) de rapport signal sur bruit S et la cible d'interférence (appelée secondaire) de rapport signal sur bruit I presente dans l'une des cellules de références de la fenêtre U. les deux cibles sont supposés du modèle Swerlin1. On suppose que les autres cellules de références ne contiennent que du bruit blanc gaussien.

Donc la fonction de densité de probabilité et la fonction de distribution cumulative de V restent inchangées (III.14) et (III.15).

Due à l'interférence causée par la cible secondaire, les échantillons de la fenêtre U ne sont pas identiquement distribués. On suppose que l'écho de la cible secondaire se trouve dans la cellule N/2.

$$U = \sum_{i=1}^{N/2-1} q_i + q_{N/2} \dots\dots\dots (III.16)$$



Avec :

$$\begin{cases} P_{Q_i/H_0}(q_i) = \exp(-q_i) & H_0 \\ P_{Q_{N/2}/H_1}(q_{n/2}) = \frac{1}{(1+I)} \exp\left(-\frac{q_0}{1+I}\right) & H_1 \end{cases} \quad i=[1,(N/2)-1] \dots\dots\dots (III.17)$$

D'ou la fonction de densité de probabilité et la fonction de distribution cumulative de U son respectivement.

$$F_U(u) = 1 - \left(\frac{1+I}{I}\right)^{(N/2-1)} \exp\left(-\frac{u}{1+I}\right) + \frac{1}{I} \exp(-u) \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{1+I}{I}\right)^j \sum_{k=0}^{(N/2-2-j)} \frac{uk}{k!} \dots (III.18)$$

$$P_U(u) = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I}\right)^{(N/2-2)} \left[\exp\left(-\frac{u}{1+I}\right) - \exp(-u) \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I}\right)^j \frac{u^j}{j!} \right] \dots\dots\dots (III.19)$$

7-LE DETECTEUR CA-CFAR :

Dans ce détecteur, l'estimation Q est calculée à partir de la somme des N échantillons dans les deux fenêtres U et V .

$$Q=U+V$$

Alors la fonction de densité de probabilité de Q est la convolution de $P_U(u)$ et $P_V(v)$:

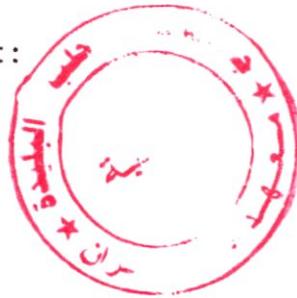
$$P_Q^{CA}(q) = P_U(u) * P_V(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_U(u)P_V(q-u)du \quad \text{..... (III.20)}$$

Et comme $U, V \geq 0$ et $U+V=Q$, donc :

$$P_Q^{CA}(q) = \int_0^q P_U(u)P_V(q-u)du \quad \text{..... (III.21)}$$

D'après l'équation la probabilité de détection est :

$$P_D^{CA}(q) = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{CA}q}{1+S}\right) P_Q^{CA}(q) dq$$



$$P_D^{CA}(q) = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{CA}q}{1+S}\right) \int_0^q P_U(u)P_V(q-u)dudq$$

On utilisant l'identité :

$$\int_0^{+\infty} f(t) \int_0^t f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau dt = \int_0^{+\infty} f_1(\tau) \int_{\tau}^{+\infty} f(t) f_2(t-\tau) dt d\tau$$

On trouve :

$$P_D^{CA}(q) = \int_0^{+\infty} P_U(u) \int_q^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{CA}q}{1+S}\right) P_V(q-u) dq du \quad \text{..... (III.22)}$$

7.1-LA DETECTION D'UNE SEULE CIBLE :

Dans ce cas on remplace les équations (III.13) et (III.15) dans (III.22) on trouve la probabilité de détection :

$$P_D^{CA} = \left[1 + \frac{T_{CA}}{1+S} \right]^{-N} \dots\dots\dots (III.23)$$

On déduit la probabilité de fausse alarme en posant S=0 dans (III.23) :

$$P_{FA}^{CA} = [1+T_{CA}]^{-N} \dots\dots\dots (III.24)$$

Donc on peut dire que pour une probabilité de fausse alarme désiré et N donné on peut fixer T_{CA} (voir Tableau III.1)

On remarque de (III.24) que le rapport signal sur bruit S n'a aucune influence sur la probabilité de fausse alarme, mais il influe seulement sur la probabilité de détection d'après (III.23). Et on peut voir que pour le même S et la même P_{FA}^{CA} désirée, si on augmente le nombre de cellules de références N, la probabilité de détection augmente. (Voir Figure III.7).

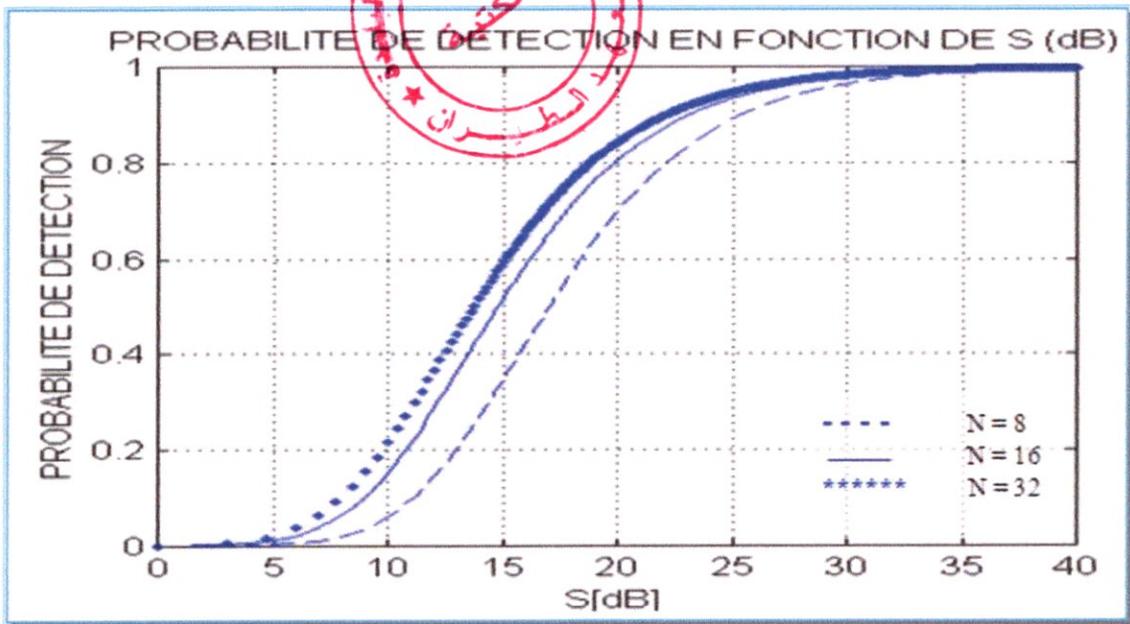


Figure III-7 : La probabilité de détection P_D^{CA} en fonction du S à $P_{FA}^{CA} = 10^{-6}$

N \ P _{FA} ^{CA}	8		16		24		32	
	10 ⁻⁴	2.1623	0.7783	0.4678	0.3335			
10 ⁻⁵	3.2170	1.0535	0.6156	0.4330				
10 ⁻⁶	4.6234	1.3714	0.7783	0.5399				
10 ⁻⁷	6.4989	1.7384	0.9573	0.6548				
10 ⁻⁸	9.0000	2.1623	1.1544	0.7783				

Tableau (III.1): Facteur d'échelle T_{CA} pour différentes valeurs de N et P_{FA}**7.2-LA DETECTION DE DEUX CIBLES PROCHES :**

Dans ce cas remplace les équations (III.15) et (III.19) dans (III.22) et on trouve la probabilité de détection :

$$P_D^{CA} = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left(\frac{1+S}{1+S+T_{CA}} \right)^{(N/2)} \left[\frac{(1+I)(1+S)}{1+S+(1+I)T_{CA}} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1+S}{1+S+T_{CA}} \right)^{(j+1)} \right] \dots \text{(III.25)}$$

Et on déduit la probabilité de fausse alarme en posant toujours S=0 dans

$$P_{FA}^{CA} = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left(\frac{1}{1+T_{CA}} \right)^{(N/2)} \left[\frac{1+I}{1+(1+I)T_{CA}} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1}{1+T_{CA}} \right)^{(j+1)} \right] \dots \text{(III.26)}$$

On remarque dans ce cas que le rapport signal sur bruit de la cible d'interférence I influe sur la probabilité de détection, comme il influe aussi sur la probabilité de fausse alarme.

Pour cette raison, le facteur d'échelle pris en considération dans les simulations et en pratique pour tous les détecteurs est celui défini dans le premier cas (détection sans interférence)

8-LE DETECTEUR GO-CFAR :

Dans ce détecteur, l'estimation Q est calculée à partir de la sélection de la valeur Max, entre U et V .

$$Q = \text{Max}(U+V)$$

Et comme la fonction de distribution de Q est définie par :

$$F_Q^{GO}(q) = \Pr[\text{Max}(U,V) \leq q] = \Pr[U \leq q \quad \text{et} \quad V \leq q]$$

Et puisque U et V sont deux variables aléatoires statistiquement indépendantes, alors :

$$F_Q^{GO}(q) = \Pr[U \leq q] \cdot \Pr[V \leq q] = F_U(q) \cdot F_V(q)$$

Quand à la fonction de densité de probabilité, elle est définie par :

$$P_Q^{GO}(q) = \frac{d}{dq} F_Q^{GO}(q) = F_V(q) \cdot \frac{d}{dq} F_U(q) + F_U(q) \cdot \frac{d}{dq} F_V(q)$$

$$P_Q^{GO}(q) = P_U(q) \cdot F_V(q) + P_V(q) \cdot F_U(q)$$

Finalement on a :

$$F_Q^{GO}(q) = F_U(q) \cdot F_V(q) \dots\dots\dots (III.27)$$

$$P_Q^{GO}(q) = P_U(q) \cdot F_V(q) + P_V(q) \cdot F_U(q) \dots\dots\dots (III.28)$$

D'après l'équation (III.6), la probabilité de détection est définie par :

$$P_D^{GO} = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{GO}q}{1+S}\right) P_Q^{GO}(q) dq \dots\dots\dots (III.29)$$

8.1-LA DETECTION D'UNE SEULE CIBLE :

Dans ce cas en remplaçant (III.13) et (III.15) dans (III.28), et comme :

$$F_U(q) = F_V(q) \quad \text{et} \quad P_U(q) = P_V(q)$$



Alors : $P_Q^{GO}(q) = 2P_U(q) \cdot F_U(q)$

$$P_Q^{GO}(q) = 2 \frac{q^{(N/2-1)}}{(N/2-1)!} \left[\exp(-q) - \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{q^i}{i!} \exp(-2q) \right] \dots \dots \dots \text{(III.30)}$$



En remplaçant (III.30) dans (III.29) on trouve la probabilité de détection :

$$P_D^{GO} = 2 \left[1 + \frac{T_{GO}}{1+S} \right]^{-(N/2)} - 2 \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{(N/2-1+i)!}{(N/2-1)!i!} \left[2 + \frac{T_{GO}}{1+S} \right]^{-(N/2+i)} \dots \dots \dots \text{(III.31)}$$

On déduit la probabilité de fausse alarme :

$$P_{FA}^{GO} = 2 \left[1 + T_{GO} \right]^{-N/2} - 2 \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{(N/2-1+i)!}{(N/2-1)!i!} \left[2 + T_{GO} \right]^{-(N/2+i)} \dots \dots \dots \text{(III.32)}$$

Donc on peut dire, que pour une probabilité de fausse alarme désirée et N donné, on peut fixer T_{GO} . (Voir Tableau III.2)

On remarque de (III.32) que le rapport signal sur bruit S, n'a aucune influence sur la probabilité de fausse alarme, mais il influe seulement sur la probabilité de détection.

On peut voir que pour le même S et la même P_{FA}^{GO} désirée, si on augmente le nombre de cellules de références N, la probabilité de détection augmente (voir Figure III.8)

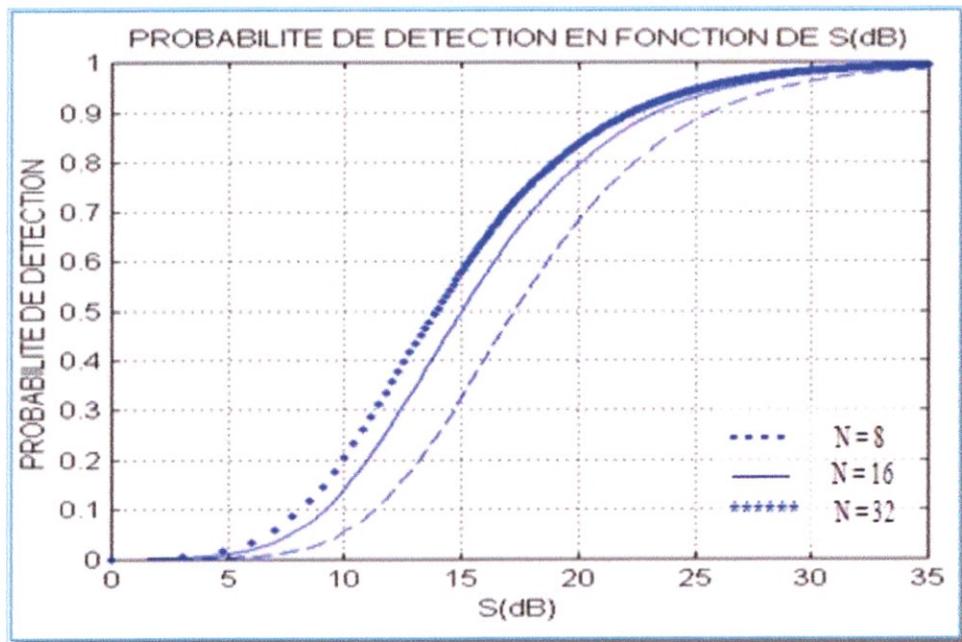


Figure III-8 : La probabilité de détection P_D^{GO} en fonction du S à $P_{FA}^{GO} = 10^{-6}$

P_{FA}^{GO} \ N	4	16	24	32
10^{-4}	14.0000	3.6000	1.3600	0.6020
10^{-5}	26.2000	5.3900	1.8500	0.7850
10^{-6}	47.8000	7.7800	2.4200	0.9830
10^{-7}	86.5000	11.0000	2.4200	1.1960
10^{-8}	155.1000	15.3000	3.8400	1.4250

Tableau (III.2) : Facteur d'échelle T_{GO} pour différentes valeurs de N et P_{FA}

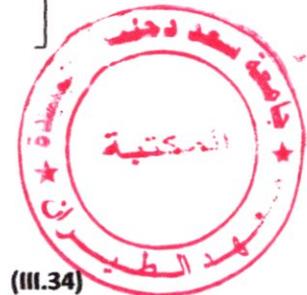
8.2- LA DETECTION DE DEUX CIBLES PROCHES :

Dans ce cas, on remplace (III.14), (III.15), (III.18) et (III.19) dans (III.28) on trouve :

$$\begin{aligned}
 P_D^{GO}(q) = & \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\exp\left(-\frac{q}{1+I}\right) - \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{q^k}{k!} \exp\left(-\frac{2+I}{1+I}q\right) \right] \\
 & - \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \frac{q^j}{j!} \exp(-q) - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \frac{q^j}{j!} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{q^k}{k!} \exp(-2q) \right] \\
 & + \frac{q^{(N/2-1)}}{(N/2-1)!} \left[\exp(-q) - \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-1)} \exp\left(-\frac{2+I}{1+I}q\right) + \frac{1}{I} \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{q^k}{k!} \exp(-2q) \right] \quad (III.33)
 \end{aligned}$$

En substituant (III.33) dans (III.29) on trouve la probabilité de détection :

$$\begin{aligned}
 P_D^{GO} = & \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\frac{(1+S)(1+I)}{1+S+(1+I)T_{GO}} - \sum_{j=0}^{(N/2-1)} \left(\frac{(1+S)(1+I)}{(1+S)(2+I)+(1+I)T_{GO}} \right)^{(j+1)} \right. \\
 & \left. - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right) \left(\frac{1+S}{1+S+T_{GO}} \right)^{(j+1)} + \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{(j+k)!}{j!k!} \left(\frac{I}{1+I} \right) \left(\frac{1+S}{2(1+S)+T_{GO}} \right)^{(j+k+1)} \right] \\
 & + \left(\frac{1+S}{1+S+T_{GO}} \right)^{N/2} - \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-1)} \left(\frac{(1+S)(1+I)}{(1+S)(2+I)+(1+I)T_{GO}} \right)^{N/2} \\
 & + \frac{1}{I} \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-2)} \frac{(N/2-1+k)!}{k!(N/2-1)!} \left(\frac{1+I}{I} \right)^j \left(\frac{1+S}{2(1+S)+T_{GO}} \right)^{(N/2+k)} \quad \dots \dots \dots (III.34)
 \end{aligned}$$



D'où la probabilité de fausse alarme est déduite de P_D^{GO}

$$\begin{aligned}
 P_{FA}^{GO} = & \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\frac{1+I}{1+(1+I)T_{GO}} - \sum_{j=0}^{(N/2-1)} \left(\frac{1+I}{2+I+(1+I)T_{GO}} \right)^{(j+1)} \right. \\
 & \left. - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right) \left(\frac{1}{1+T_{GO}} \right)^{(j+1)} + \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{(j+k)!}{j!k!} \left(\frac{I}{1+I} \right) \left(\frac{1}{2+T_{GO}} \right)^{(j+k+1)} \right] \\
 & + \left(\frac{1}{1+T_{GO}} \right)^{N/2} - \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-1)} \left(\frac{1+I}{2+I+(1+I)T_{GO}} \right)^{N/2} \\
 & + \frac{1}{I} \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-2)} \frac{(N/2-1+k)!}{k!(N/2-1)!} \left(\frac{1+I}{I} \right)^j \left(\frac{1}{2+T_{GO}} \right)^{(N/2+k)} \dots \dots \dots \text{(III.35)}
 \end{aligned}$$

On remarque ici, que la probabilité de fausse alarme est une fonction de T_{GO} , N et I .

9-LE DETECTEUR SO-CFAR :

L'estimation de la valeur Q dans ce détecteur, est calculée à partir de la sélection de la valeur

Min. entre U et V :

$$Q = \text{Min}(U, V)$$

Et comme la fonction de distribution de Q est définie par :

$$F_Q^{SO}(q) = \text{Pr}[\min(U, V) \leq q] = 1 - \text{Pr}[\min(U, V) \geq q]$$

$$F_Q^{SO}(q) = 1 - \text{Pr}[U \geq q \quad \text{et} \quad V \geq q]$$

Et puisque U et V sont deux variables aléatoires statistiquement indépendantes, alors :

$$F_Q^{SO}(q) = 1 - \text{Pr}[U \geq q] \cdot \text{Pr}[V \geq q] = 1 - [1 - F_U(q)] \cdot [1 - F_V(q)]$$

$$F_Q^{SO}(q) = F_U(q) + F_V(q) - F_U(q)F_V(q)$$

Quant à la fonction de densité de probabilité, elle est définie par :

$$P_Q^{SO}(q) = \frac{d}{dq} F_Q^{SO}(q)$$

Finalement on a :

$$F_Q^{SO}(q) = F_U(q) + F_V(q) - F_U(q)F_V(q) \dots\dots\dots (III.36)$$

$$P_Q^{SO}(q) = P_U(q)[1 - F_V(q)] + P_V(q)[1 - F_U(q)] \dots\dots\dots (III.37)$$

D'après l'équation (III.6) la probabilité de détection est défini par :

$$P_D^{SO} = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{SO}q}{1+S}\right) P_Q^{SO}(q) dq \dots\dots\dots (III.38)$$

9.1-LA DETECTION D'UNE SEULE CIBLE :

Dans ce cas en remplaçant, (III.12), (III.13), (III.14) et (III.15) dans (III.37), et comme :

$$F_U(q) = F_V(q) \quad \text{et} \quad P_U(q) = P_V(q)$$

Alors :

$$P_Q^{SO}(q) = 2P_U(q)[1 - F_U(q)]$$

$$P_Q^{SO}(q) = 2 \frac{q^{(N/2-1)}}{(N/2-1)!} \exp(-2q) \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{q^i}{i!} \dots\dots\dots (III.39)$$

En remplaçant (III.39) dans (III.38) on trouve la probabilité de détection :

$$P_D^{SO} = 2 \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{(N/2-1+i)!}{(N/2-1)!i!} \left[2 + \frac{T_{SO}}{1+S}\right]^{-(N/2+i)} \dots\dots\dots (III.40)$$

On déduit facilement la probabilité de fausse alarme.

$$P_{FA}^{SO} = 2 \sum_{i=0}^{(N/2-1)} \frac{(N/2-1+i)!}{(N/2-1)!i!} [2 + T_{SO}]^{-(N/2+i)} \dots\dots\dots (III.41)$$

Donc on peut dire que pour une probabilité de fausse alarme désirée et N donné, on peut fixer T_{SO} (voir Tableau (III.3)).

On remarque de (III.41) que le rapport signal sur bruit S n'a aucune influence sur la probabilité de fausse alarme, mais il influe seulement sur la probabilité de détection d'après (III.40). Et on

peut voir aussi que le même S et la même P_{FA}^{SO} désirée, si on augmente le nombre de cellules de références N la probabilité de détection augmente (voir Figure (III.9))

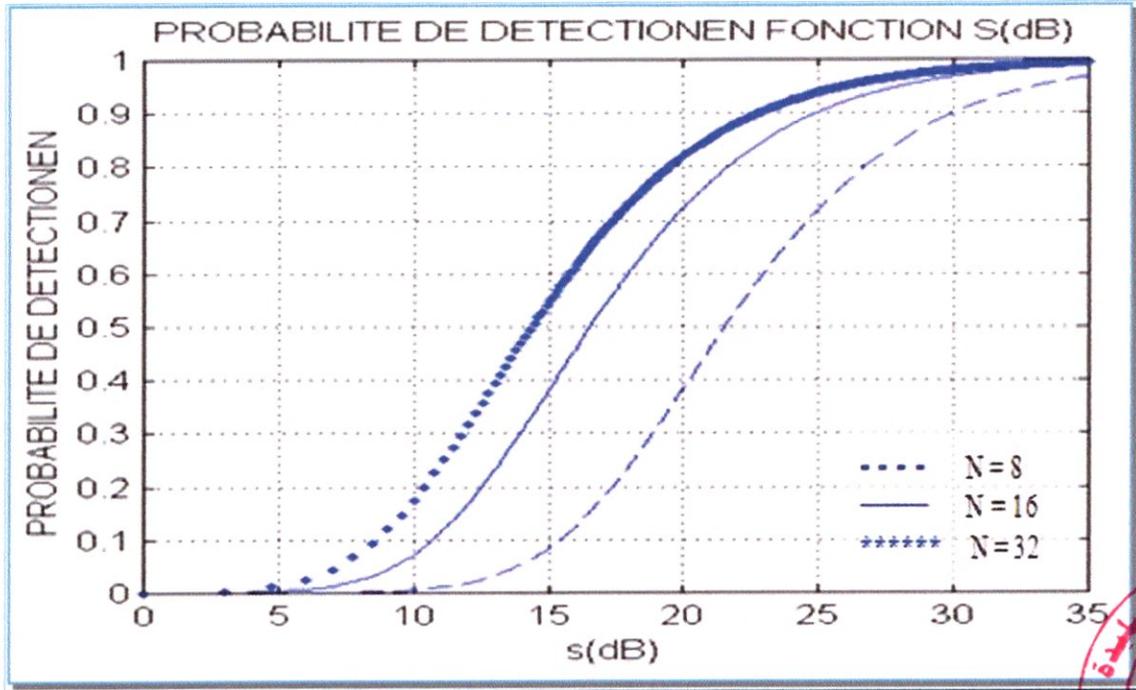


Figure III-9 : La probabilité de détection P_D^{SO} en fonction du S à $P_{FA}^{SO} = 10^{-6}$

$P_{FA}^{SO} \backslash N$	4	8	16	32
10^{-4}	6.63	10.880	2.4440	0.8515
10^{-6}	1410	36.580	5.1310	1.4570
10^{-8}	14140	117.90	9.9050	2.3020

Tableau (III.3): Facteur d'échelle T_{SO} pour différentes valeurs de N et P_{FA}

9.2-LA DETECTION DE DEUX CIBLES PROCHES : Dans ce cas on remplace

(III.14), (III.15), (III.18) et (III.19) dans (III.37) pour trouver :

$$P_D^{SO} = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{q^k}{k!} \exp\left(-\frac{2+I}{1+I}q\right) - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \frac{q^j}{j!} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{q^k}{k!} \exp(-2q) \right] + \frac{q^{(N/2-1)}}{(N/2-1)} \left[\left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-1)} \exp\left(-\frac{2+I}{1+I}q\right) - \frac{1}{I} \sum_{k=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \sum_{k=0} \frac{q^k}{k!} \exp(-2q) \right] \dots \dots \dots (III.42)$$

En substituant (III.42) dans (III.38) on trouve la probabilité de détection :

$$P_D^{SO} = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\sum_{k=0}^{(N/2-1)} \left(\frac{(1+S)(1+I)}{(1+S)(2+I)(1+I)T_{SO}} \right)^{(j+1)} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{(j+k)!}{j!k!} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1+S}{2(1+S)+T_{SO}} \right)^{(j+k+1)} \right] + \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\frac{(1+S)(I+1)}{(1+S)(2+I)+(1+I)T_{SO}} \right]^{N/2} - \frac{1}{I} \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1-j)} \frac{(N/2-1+k)!}{(N/2-1)!k!} \left(\frac{1+I}{I} \right)^j \left(\frac{1+S}{2(1+S)+T_{SO}} \right)^{(N/2+k)} \quad \text{(III.43)}$$

D’où la probabilité de fausse alarme est déduite :

$$P_{FA}^{SO} = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\sum_{k=0}^{(N/2-1)} \left(\frac{1+I}{2+I+(1+I)T_{SO}} \right)^{(j+1)} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1)} \frac{(j+k)!}{j!k!} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1}{2+T_{SO}} \right)^{(j+k+1)} \right] + \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left[\frac{1+I}{2+I+(1+I)T_{SO}} \right]^{N/2} - \frac{1}{I} \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \sum_{k=0}^{(N/2-1-j)} \frac{(N/2-1+k)!}{(N/2-1)!k!} \left(\frac{1+I}{I} \right)^j \left(\frac{1}{2+T_{SO}} \right)^{(N/2+k)} \quad \text{..... (III.44)}$$

On remarque ici que la probabilité de fausse alarme est une fonction de T_{SO} , N et I (le rapport signal sur bruit de la cible d’interférence.)

10-DETECTEUR WCA-CFAR :

L’ensemble de la valeur Q de ce détecteur où en affectant à U et V deux coefficient α et β respectivement :

$$Q = \alpha U + V \beta$$

Posons : $X = \alpha U$ et $Y = V \beta$

Par conséquent, les fonctions de densité de probabilité de X et Y sont :

$$P_X(X) = \frac{1}{\alpha} P_U \left(\frac{X}{\alpha} \right) \dots \dots \dots \text{(III.45)}$$

$$P_Y(Y) = \frac{1}{\beta} P_V \left(\frac{Y}{\beta} \right) \dots \dots \dots \text{(III.46)}$$

Et comme X et Y sont deux variables aléatoires indépendantes, alors la fonction de densité de probabilité de Q est la convolution de $P_X(X)$ et $P_Y(Y)$:

$$P_Q^W(q) = P_X(X) * P_Y(Y) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_X(X) P_Y(q - X) dX \dots \dots \dots \text{(III.47)}$$

Et comme $X, Y \geq 0$ et $X+Y=Q$, donc :

$$P_Q^W(q) = \int_0^q P_X(X)P_Y(q-X)dX \dots\dots\dots (III.48)$$

D'après l'équation (III.6) la probabilité de détection est :

$$P_D^W(q) = \int_0^{+\infty} P_r[q_0 \geq q / H_1] P_Q^W(q) dq = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{q}{1+S}\right) \int_0^q P_X(X)P_Y(q-X)dXdq$$

On utilisant l'identité :

$$\int_0^{+\infty} f(t) \int_0^t f_1(\tau)f_2(t-\tau)dtd\tau = \int_0^{+\infty} f_1(\tau) \int_{\tau}^{+\infty} f(t)f_2(t-\tau)dtd\tau$$

On trouve :

$$P_D^W = \int_0^{+\infty} P_X(X) \int_X^{+\infty} \exp\left(-\frac{q}{1+S}\right) P_Y(q-X)dqdX \dots\dots\dots (III.49)$$

Substituant

$$P_D^W = \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\beta} \int_0^{+\infty} P_U\left(\frac{X}{\alpha}\right) \int_X^{+\infty} \exp\left(-\frac{q}{1+S}\right) P_V\left(\frac{q-X}{\beta}\right) dqdX \dots\dots\dots (III.50)$$

10.1-LA DETECTION D'UNE SEULE CIBLE :

Dans ce cas substituant (III.13) et (III.15) dans (III.50) on trouve que la probabilité de détection est donnée par :

$$P_D^W = \left[\frac{(1+S)^2}{(1+\alpha+S)(1+\beta+S)} \right]^{N/2} \dots\dots\dots (III.51)$$

Et en posant $S=0$ on déduit la probabilité de fausse alarme :

$$P_{FA}^W = \left[\frac{1}{(1+\alpha)(1+\beta)} \right]^{N/2} \dots\dots\dots (III.52)$$

On remarque aussi dans ce détecteur que la probabilité de fausse alarme est une fonction de N , le nombre de cellules et des facteurs d'échelles.



10.2-LA DETECTION DE DEUX CIBLES PROCHES :

Dans ce cas on remplace (III.15) et (III.19) dans (III.50) pour déterminé la probabilité de détection :

$$P_D^W = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left(\frac{1+S}{1+\beta+S} \right)^{N/2} \left[\frac{(1+S)(1+I)}{1+S+\alpha(1+I)} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1+S}{1+\alpha+S} \right)^{(j+1)} \right] \dots \text{(III.53)}$$

Quant à la probabilité de fausse alarme elle est déduit par :

$$P_{FA}^W = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I} \right)^{(N/2-2)} \left(\frac{1}{1+\beta} \right)^{N/2} \left[\frac{(1+I)}{1+\alpha(1+I)} - \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I} \right)^j \left(\frac{1}{1+\alpha} \right)^{(j+1)} \right] \dots \text{(III.54)}$$

11-LE DETECTEUR OS-CFAR :

Dans ce détecteur les amplitudes q_i des cellules de références sont dans une première étape classées suivant un ordre croissant :

$$q_{(1)} \leq q_{(2)} \leq \dots \leq q_{(k)} \leq \dots \leq q_{(N)}$$

Cette séquence est appelée une statistique ordonnée. Les indices entre parenthèse correspondent au nouveau classement; $q_{(1)}$ correspond à l'amplitude minimale et $q_{(N)}$ à l'amplitude maximale.

La deuxième étape qui est l'idée centrale de cette technique, consiste à sélectionner une certaine valeur $q_{(k)}$ de la séquence présente est la prendre comme estimation Q de la puissance de bruit ou CLUTTER.

$$Q = q_{(k)}$$

Pour commencer, on va considérer que toutes les amplitudes sont du bruit blanc et gaussien, de fonctions de densité de probabilité défini par (III-15) selon H_0 .

$$P_{Q_i}(q_i) = \exp(-q_i) \dots \text{(III.55)}$$

Et

$$F_{Q_i}(q_i) = \int_0^{q_i} P(q_i) dq_i = 1 - \exp(-q_i) \dots \text{(III.56)}$$



Par conséquent la fonction de densité de probabilité de $q_{(k)}$ est donnée par:

$$P_k^{OS}(q) = kC_N^k [F(q)]^{(k-1)} [1 - F(q)]^{(N-k)} P(q) \dots\dots\dots \text{(III.57)}$$

Et sa fonction de distribution par :

$$F_K^{OS}(q) = \sum_{j=K}^N C_N^j [F(q)]^j [1 - F(q)]^{N-j} \dots\dots\dots \text{(III.58)}$$

Substitution (III.55) et (III.56) dans (III.57) :

$$P_k^{OS}(q) = kC_N^k [1 - \exp(-q)]^{(k-1)} [\exp(-q)]^{(N-k+1)} \dots\dots\dots \text{(III.59)}$$

D'après (III-6) l'équation on peut écrire :

$$P_D^{OS} = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T_{OS}q}{1+S}\right) P_k^{OS}(q) dq \dots\dots\dots \text{(III.60)}$$

Substitution dans pour déterminer la probabilité de détection (si $T_{OS}/(1+S)$ supposé entier), il devient :

$$P_D^{OS} = kC_N^k \frac{\Gamma(k)\Gamma\left(\frac{T_{OS}}{1+S} + N - k + 1\right)}{\Gamma\left(\frac{T_{OS}}{1+S} + N + 1\right)} \dots\dots\dots \text{(III.61)}$$

En déduit la probabilité de fausse alarme :

$$P_{FA}^{OS} = kC_N^k \frac{\Gamma(k)\Gamma(T_{OS} + N - k + 1)}{\Gamma(T_{OS} + N + 1)} \dots\dots\dots \text{(III.62)}$$

Avec Γ : la fonction gamma.

On peut remarquer que la probabilité de fausse alarme ne dépend que du nombre de cellules N , le facteur d'échelle et l'ordre k chois.

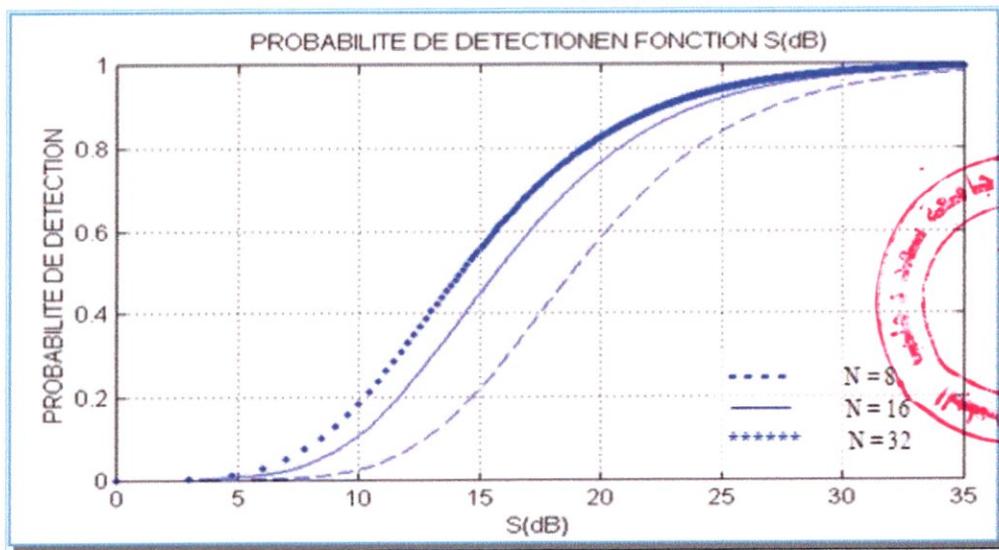


Figure III-10 : La probabilité de détection P_D^{OS} en fonction du S à $P_{FA}^{OS} = 10^{-6}$

K \ N	N			
	8	16	24	32
K=N/4	7475.8	442.7	192.8	131.3
K=N/2	196	56.6	39.10	32.7
K=3N/4	46.7	20.9	16.3	14.40
K=N	16.8	8.30	6.30	15.40

Tableau (III.4): Facteur d'échelle T_{OS} pour différents valeurs de N , K et $P_{FA} = 10^{-6}$

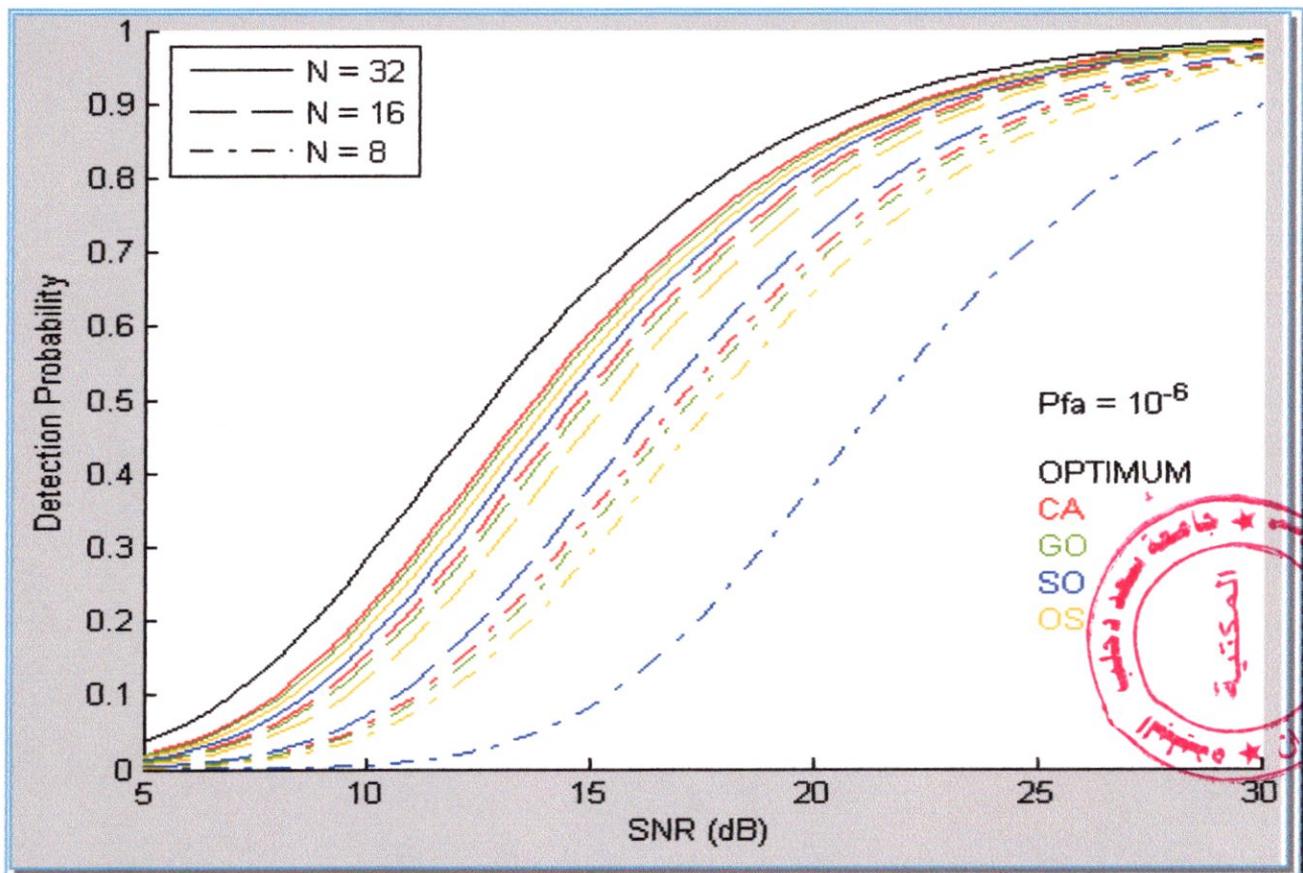
12-COMPARAISON ET CONCLUSION :

Figure III-11 : P_d en fonction du SNR pour le CA, GO, SO, OS-CFAR et Optimum

Nous avons sur ce graph la représentation de la Probabilité de détection en fonction du SNR pour une valeur fixe de la probabilité de fausse alarme = 10^{-6} cette représentation se fait pour les quatre type de CFAR les plus couramment utilisés à savoir CA-GO-SO-OS CFAR (a 8-16-32 cellules) et une courbe qui représente le rapport optimal (réalisée pour un nombre de cellules considéré comme infini)

Nous remarquerons tout d'abord que le principal facteur influant sur la P_d reste en premier lieu le nombre de cellules, effectivement plus le nombre de cellules augmente, et plus la probabilité de détection augmente pour de faibles valeurs du SNR, en combinaison a cela le type de détecteur CFAR reste aussi assez important car et toujours d'après le graph nous remarquerons que le CA-CFAR a 32 cellules reste le détecteur le plus proche de la courbe optimal du point de vue da la probabilité de détection, s'en suit le GO-CFAR puis le OS-CFAR et finalement SO-CFAR l'ordre restera toujours le même quelque soit le nombre de cellules utilisé.

VII.2. Les étapes suivies :

Notre programme en langage MATLAB a suivie les étapes suivantes :

1/ génération d'un vecteur aléatoire suivant la distribution Gaussienne représente le CLUTTER pour la simulation de l'environnement de détection.

2/ génération d'un vecteur aléatoire suivant la distribution de Weibull représente le CLUTTER pour la simulation de l'environnement de détection.

3/ génération des échos des cibles.

4/ l'élaboration des algorithmes pour le calcul des seuils adaptatifs des différentes techniques utilisées (CA, GO, SO et OS-CFAR).

Les simulations ont été réalisées pour une probabilité de fausse alarme $P_{FA}=10^{-6}$.

Et un nombre de cellules de références $N=16$ et $N=32$.

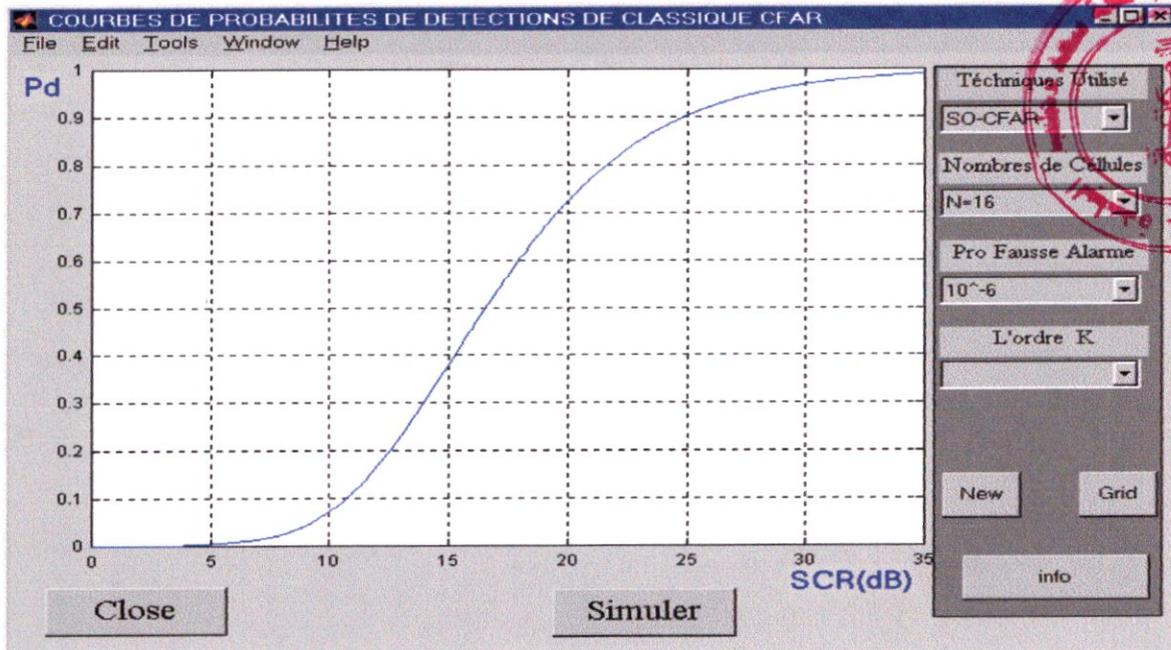
On a choisit pour la simulation de la technique OS-CFAR un ordre $K=3N/4$ répondant aux applications pratiques.

VI.3. L'interface graphique :

Notre interface graphique permet de bien gérer les programmes d'une façons simple et facile à utilisé

Choisir l'option **Courbes**.

On va obtenir l'interface suivante :



Une sélection de la technique utilisée, nombres de cellules de références, probabilités de fausse alarme et pour la technique OS-CFAR l'ordre K.

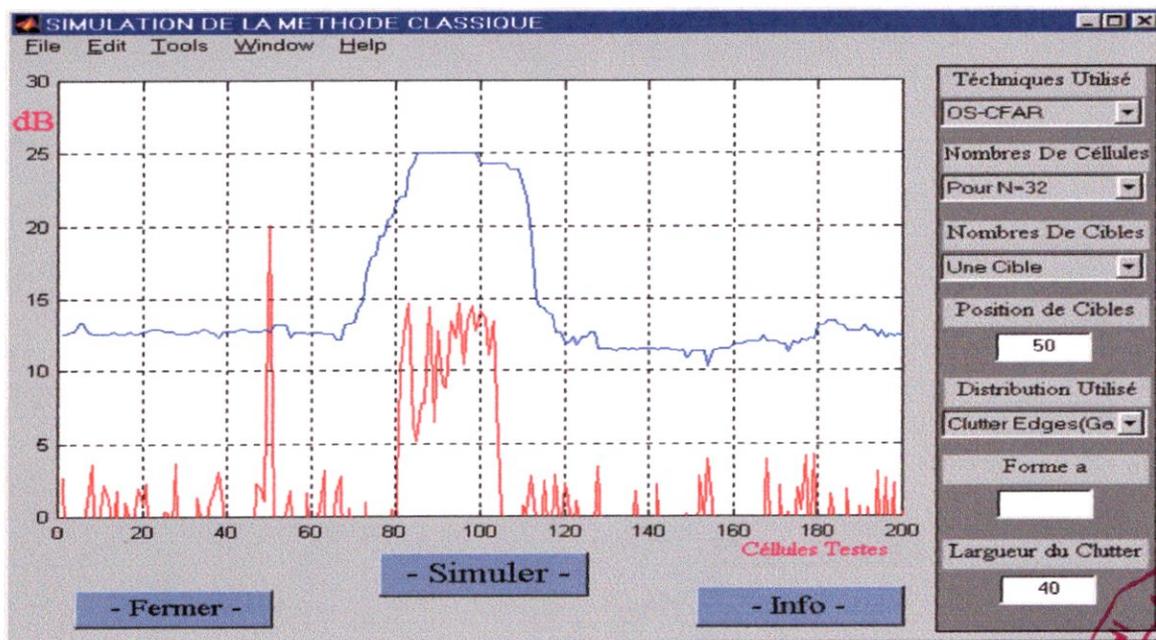
Nous permet d'avoir des courbes de probabilité de détection en fonction signal sur bruit (SCR).

On peut avoir plus d'informations sur l'utilisation de cette interface en cliquant sur le bouton **Info**

Pour accéder à l'interface (SIMULATION DE LA METHODE CFAR) :

- Choisir l'option **Simulation**.

On va obtenir l'interface suivante :



Pour avoir une simulation d'un milieu de détection on va :

- Choisir la technique utilisée
- Choisir le nombre de cellules de références.
- L'existence de cible.
- Sa position, dans le cas de sa existence.
- La distribution utilisée pour simuler le CLLUTER.
- La forme a dans le cas ou en utilise la distribution Weibull.
- Dans le cas d'existence d'un bord de fouillis, on spécifie sa largeur.

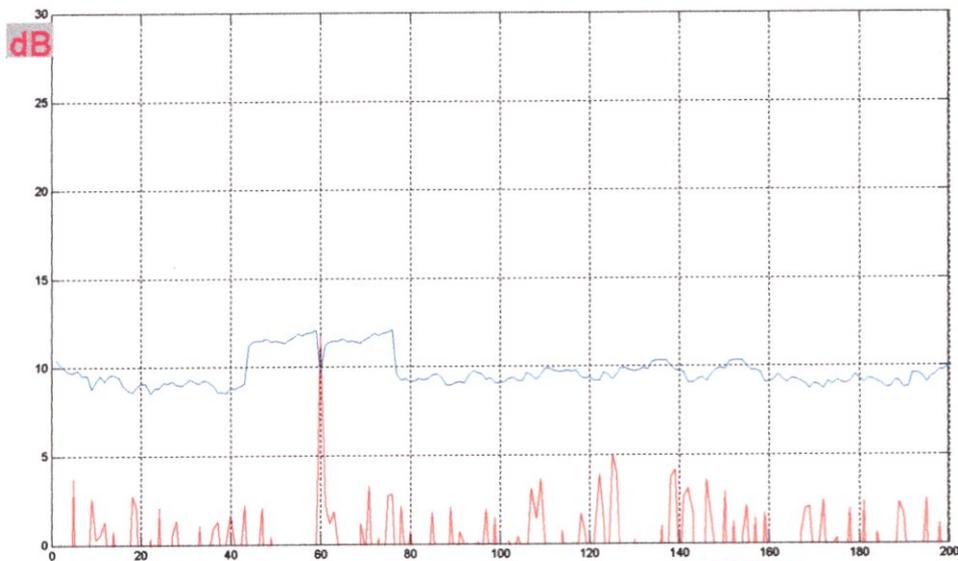
On peut avoir plus d'informations sur l'utilisation de cette interface en cliquant sur le bouton **Info**.



SIMULATION DE DIFFERENTS TYPES CFAR

1-LE CA CFAR :

1-1 Simulation pour une seule cible dans différents milieu :



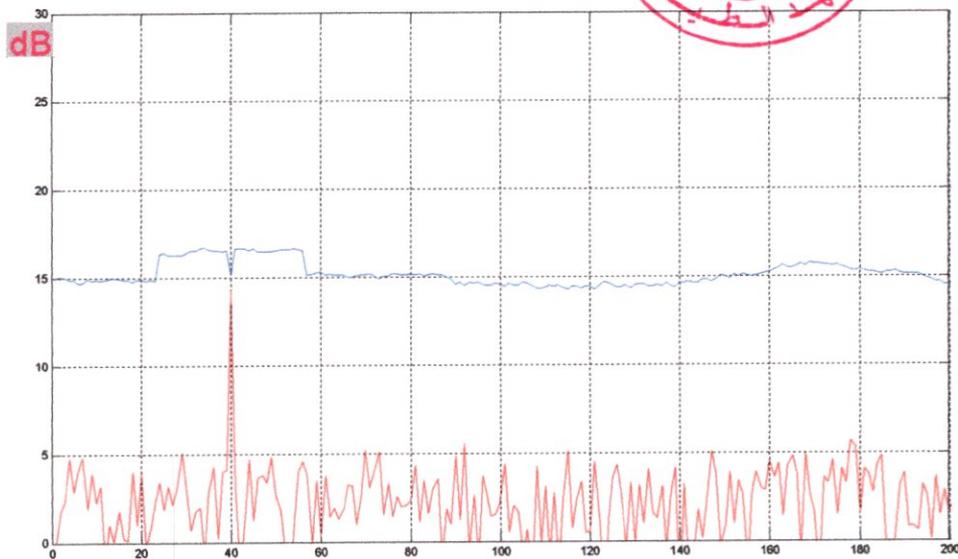
- Simuler -

- Fermer -

- Info -

Téchniques Utilisé
CA-CFAR
Nombres De Célules
Pair N=32
Nombres De Cibles
Une Cible
Position de Cibles
60
Amplitude de Cibles
12
Distribution Utilisé
Gaussienne
Forme a
Largueur du Clutter

Une meilleure détection dans un milieu gaussien.



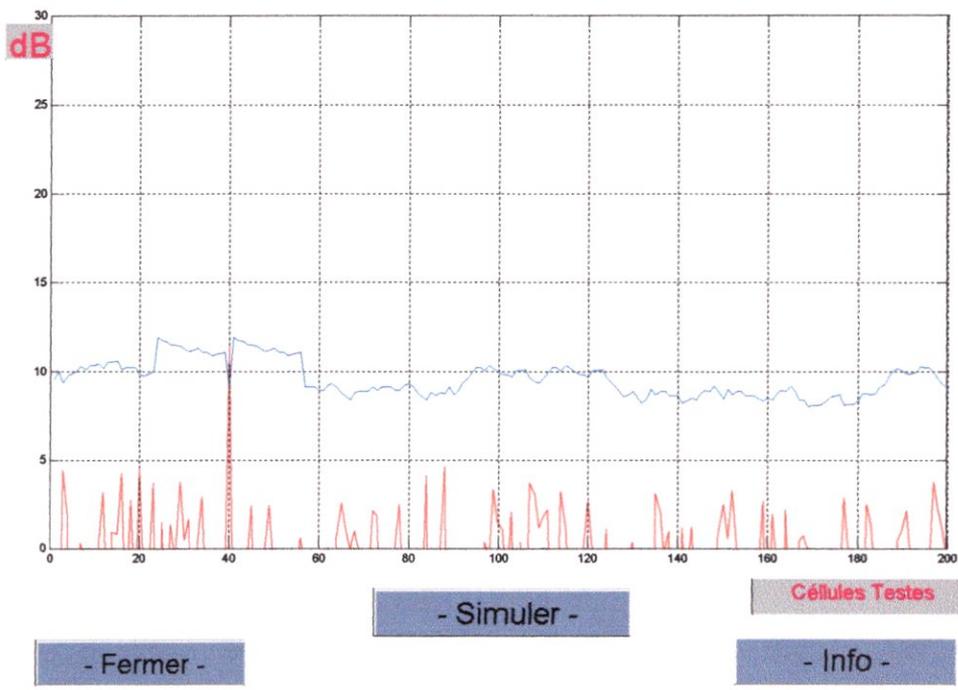
- Simuler -

- Fermer -

- Info -

Téchniques Utilisé
CA-CFAR
Nombres De Célules
Pair N=32
Nombres De Cibles
Une Cible
Position de Cibles
40
Amplitude de Cibles
25
Distribution Utilisé
Weibull
Forme a
3
Largueur du Clutter

Pas de détection de cible pour le CACFAR dans une distribution de weibul.



Téchniques Utilisé

CACTAR

Nombres De Célules

Flux N=32

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

40

Amplitude de Cibles

12

Distribution Utilisé

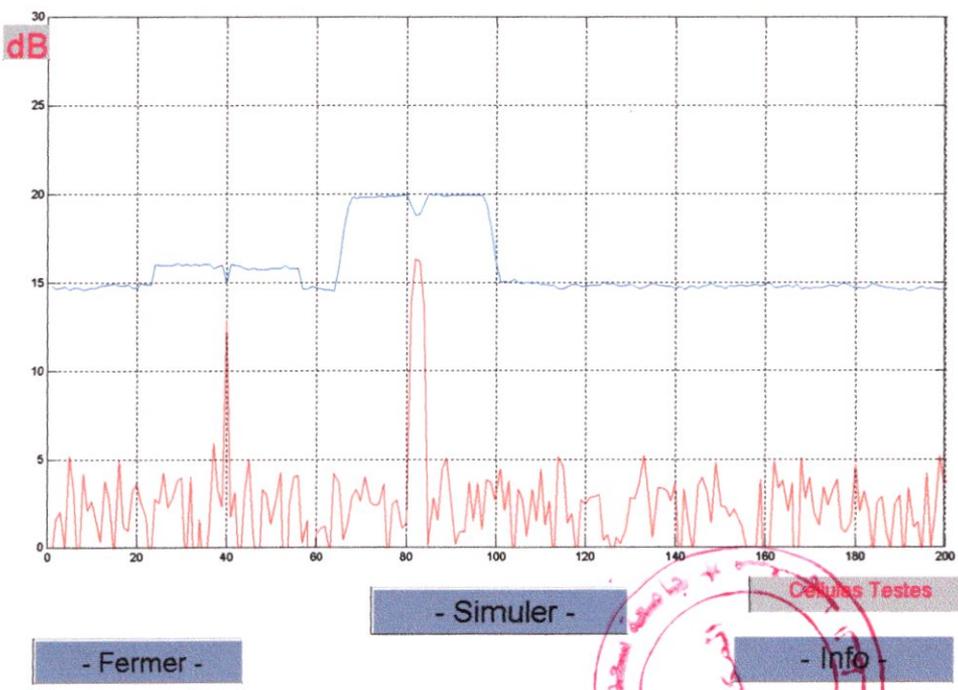
Clutter Edges(Gau)

Forme a

3

Largueur du Clutter

Une meilleure détection en présence d'un bord de fouillis gaussien.



Téchniques Utilisé

CACTAR

Nombres De Célules

Flux N=32

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

40

Amplitude de Cibles

17

Distribution Utilisé

Clutter Edges(We)

Forme a

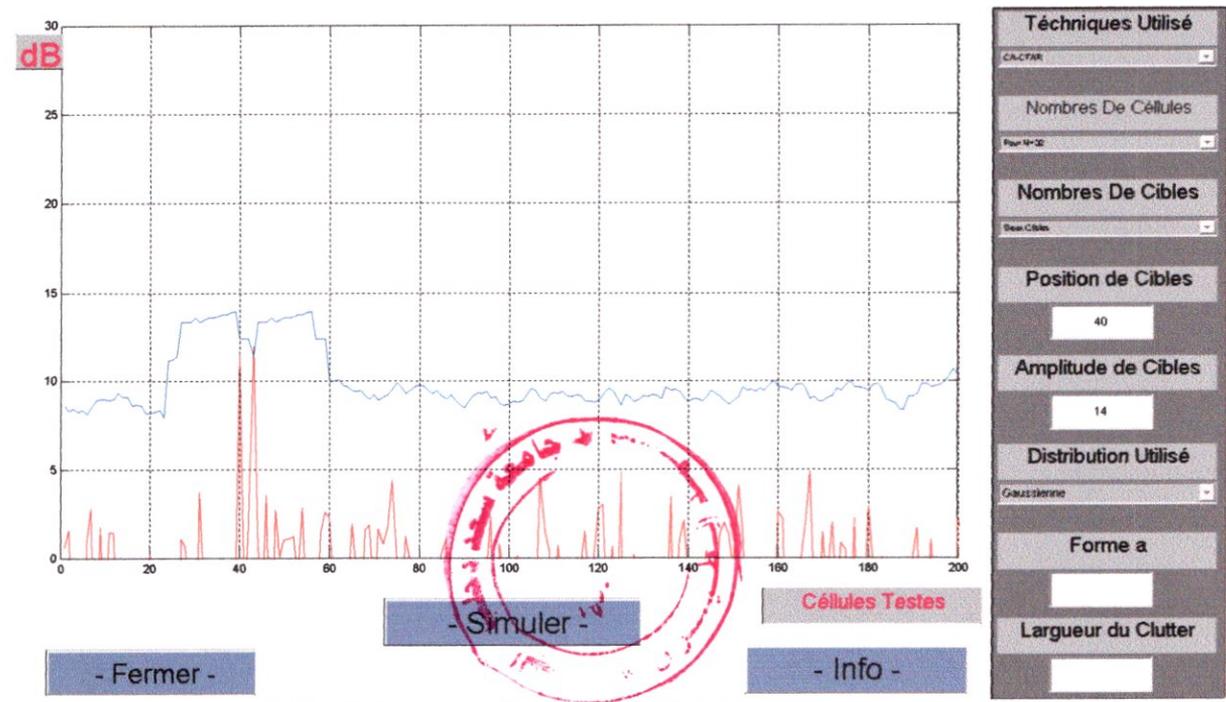
3

Largueur du Clutter

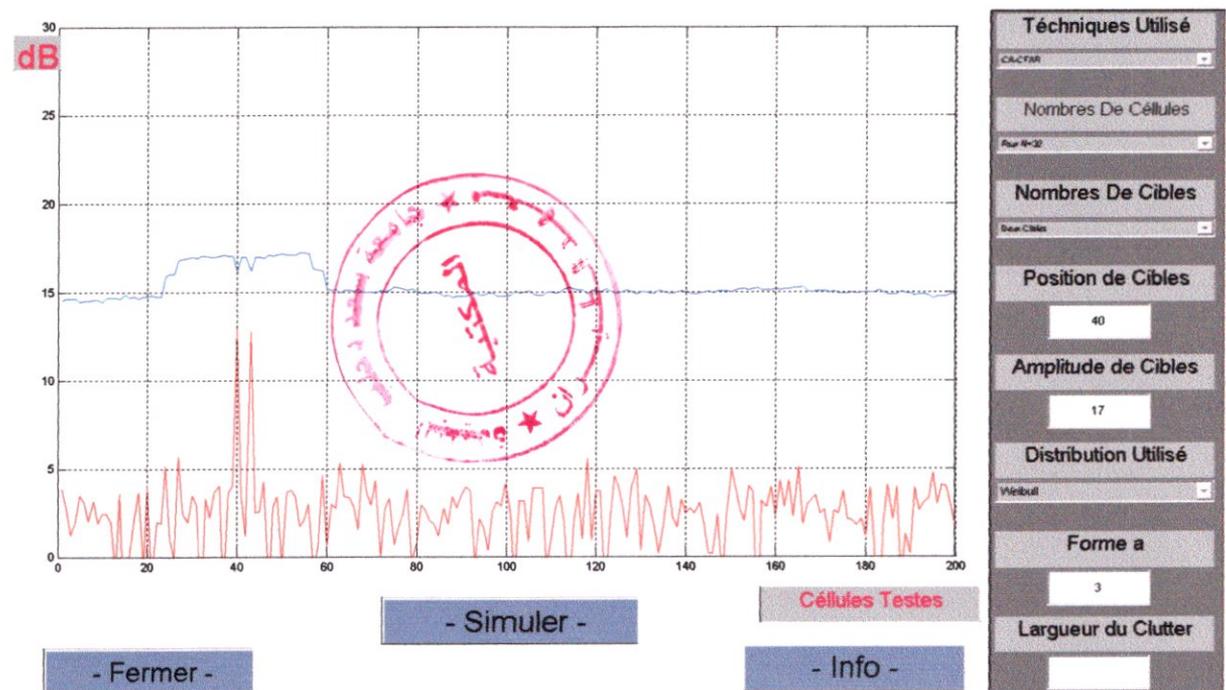
20

Pas de détection de cibles en présence d'un bord de fouillis de weibul.

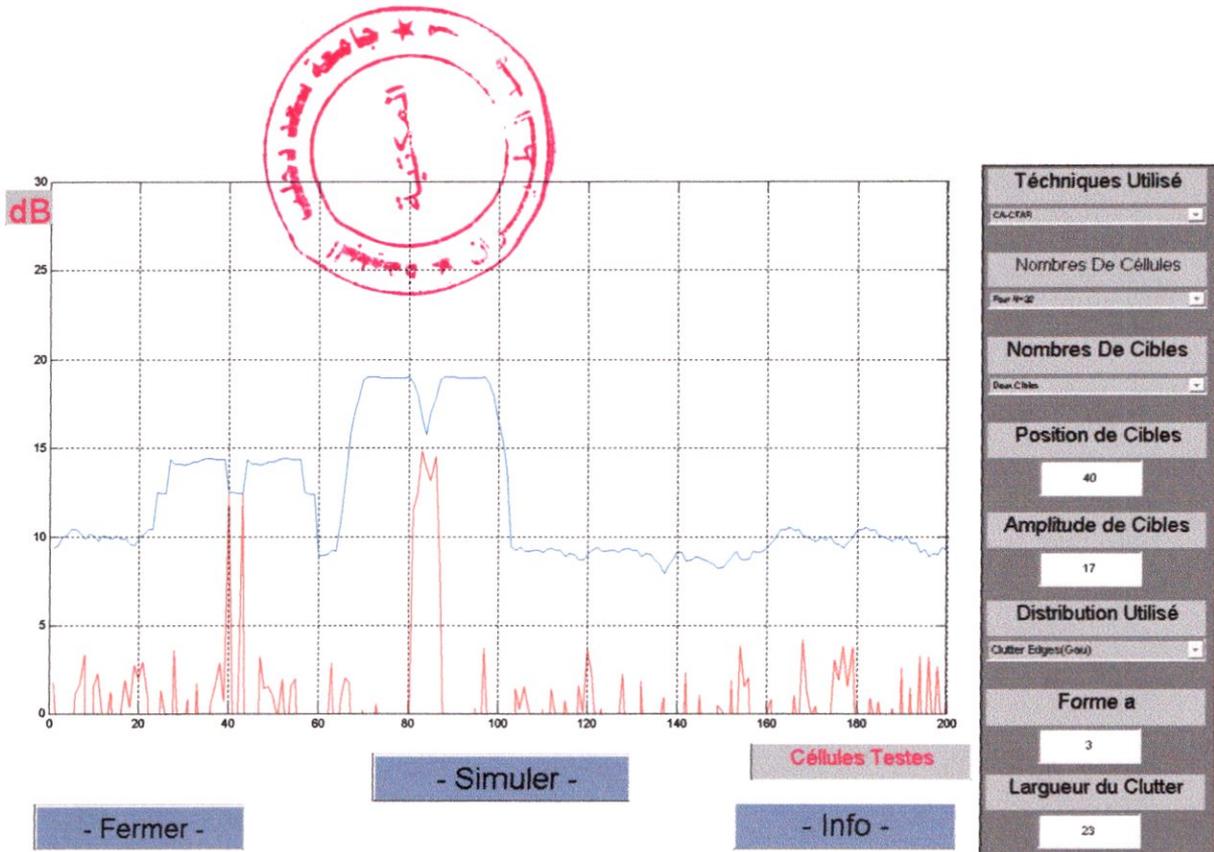
1-2-Simulation pour deux cibles :



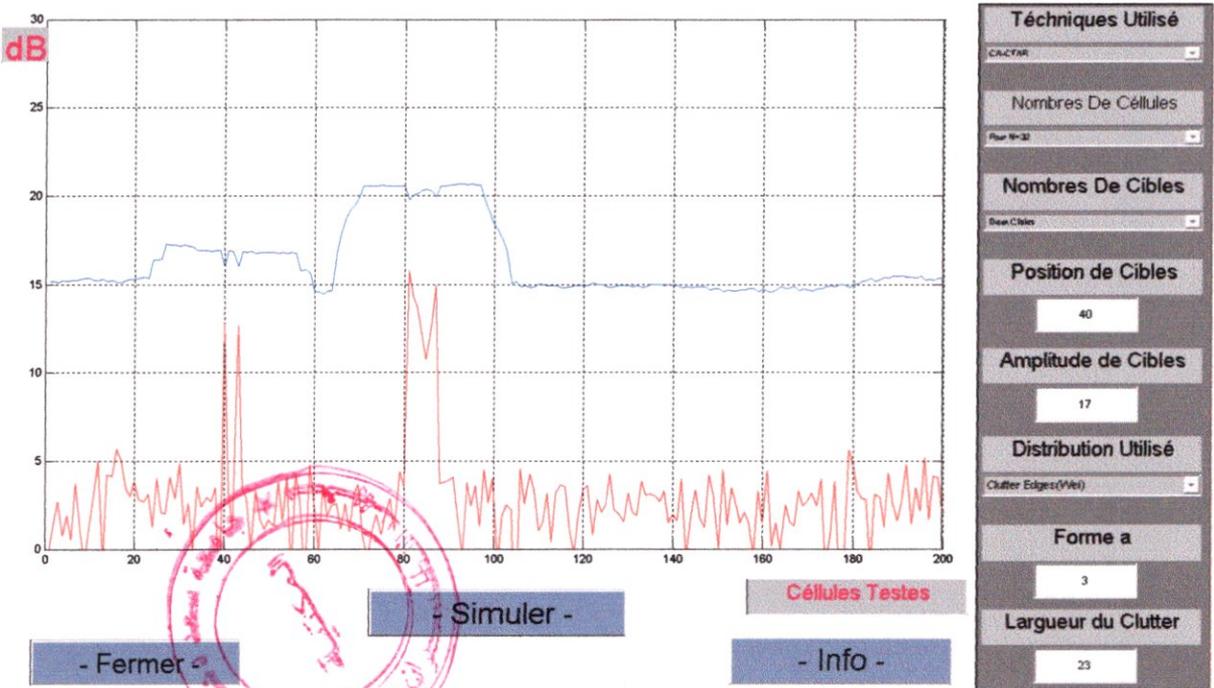
Une bonne Détection de deux cibles proche dans un milieu gaussien.



Pas de détection de cibles dans un milieu de weibul.



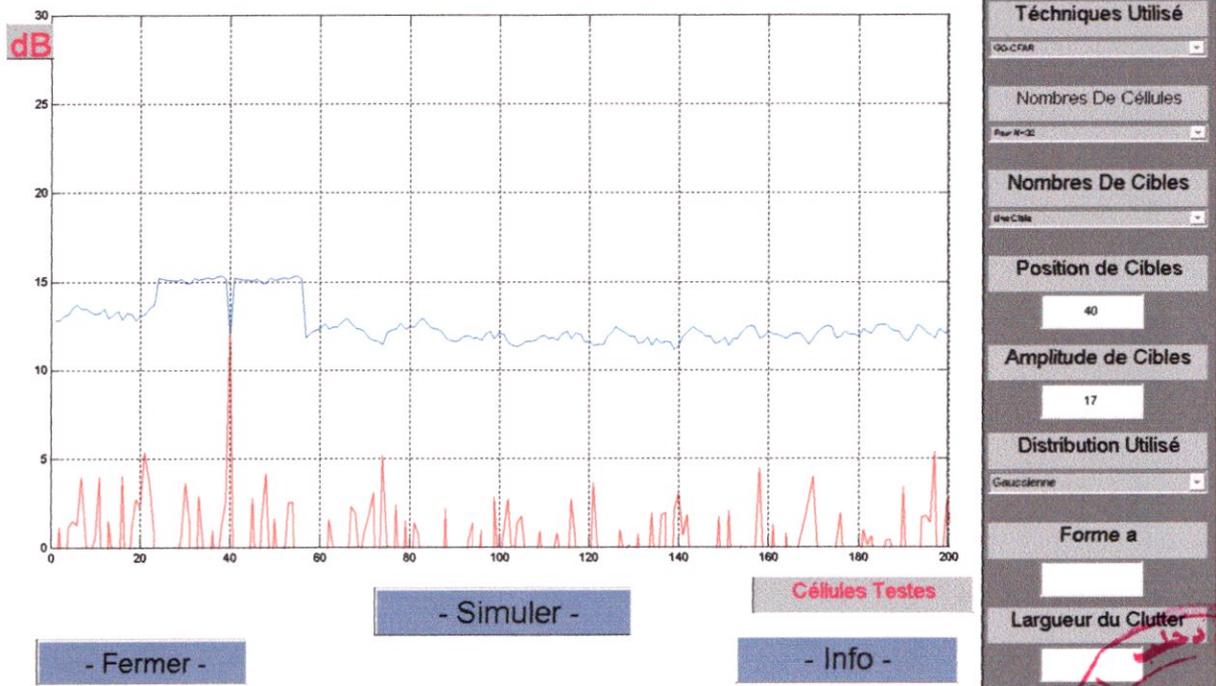
Une bonne détection de deux cibles proche en présence de bord de fouillis gaussien.



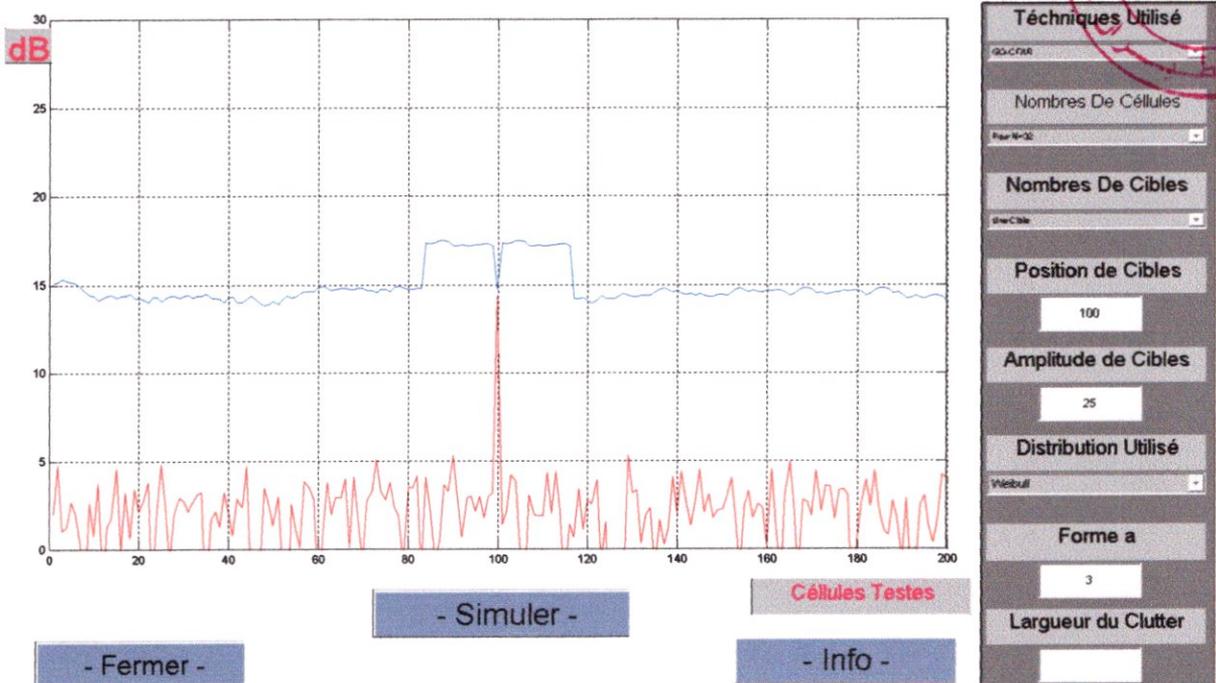
Pas de détection en présence d'un bord de fouillis de weibul.

2-Détecteur GO CFAR :

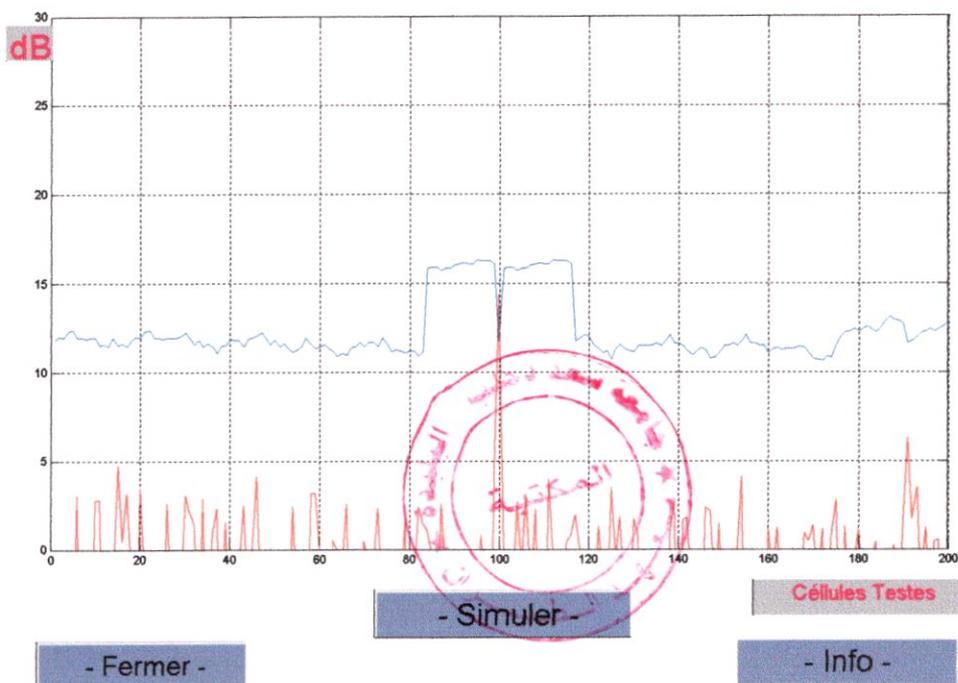
2-1 Détection d'une seule cible :



Une détection d'une seule cible est prouvée par le GO-CFAR dans un milieu gaussien.



Le GO-CFAR présente des performances médiocre dans la détection de cible dans un milieu de weibul.



Téchniques Utilisé

SO-CFAR

Nombres De Céllules

Plus N=2

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

100

Amplitude de Cibles

25

Distribution Utilisé

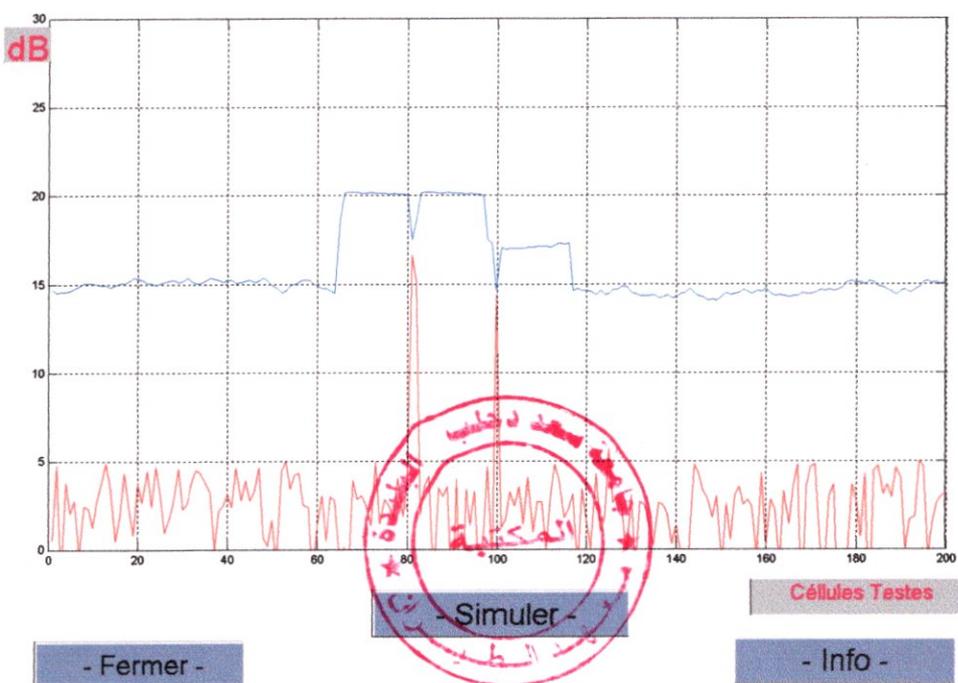
Clutter Edges(Gau)

Forme a

1

Largueur du Clutter

Une meilleure détection en présence d'un bord de fouillis gaussien.



Téchniques Utilisé

SO-CFAR

Nombres De Céllules

Plus N=32

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

100

Amplitude de Cibles

25

Distribution Utilisé

Clutter Edges(We)

Forme a

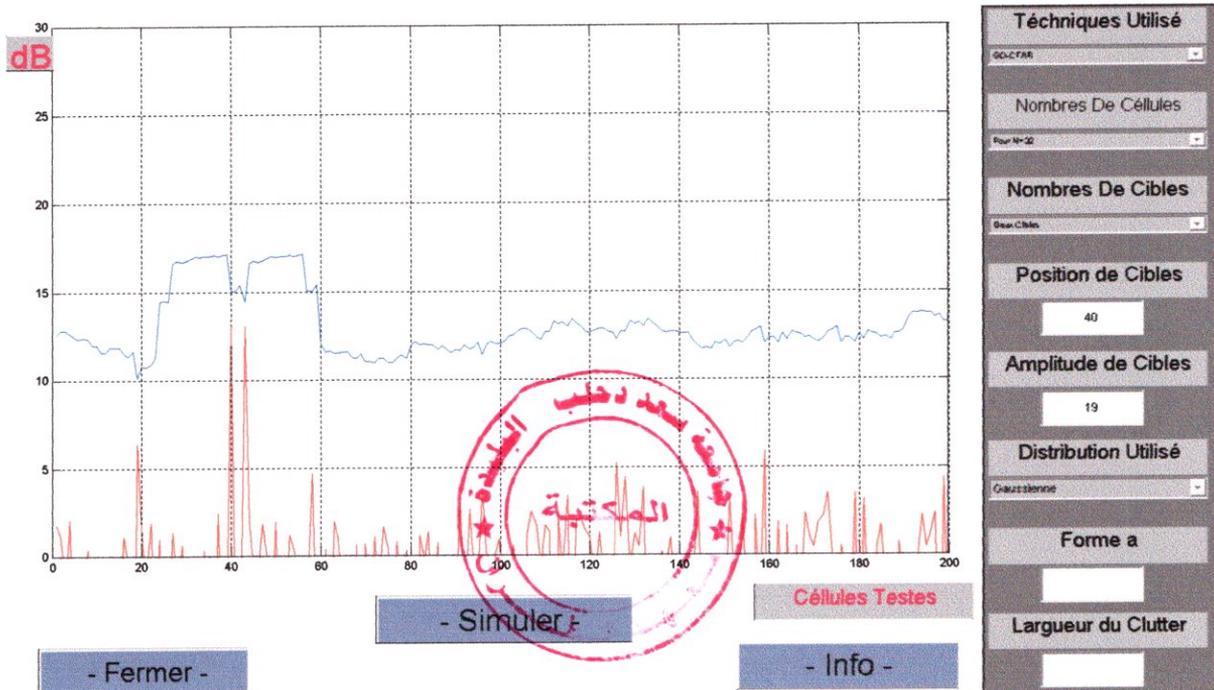
3

Largueur du Clutter

18

Une dégradation des performances du détecteur en présence d'un bord de fouillis weibul

2-2-simulation pour deux cibles proche :



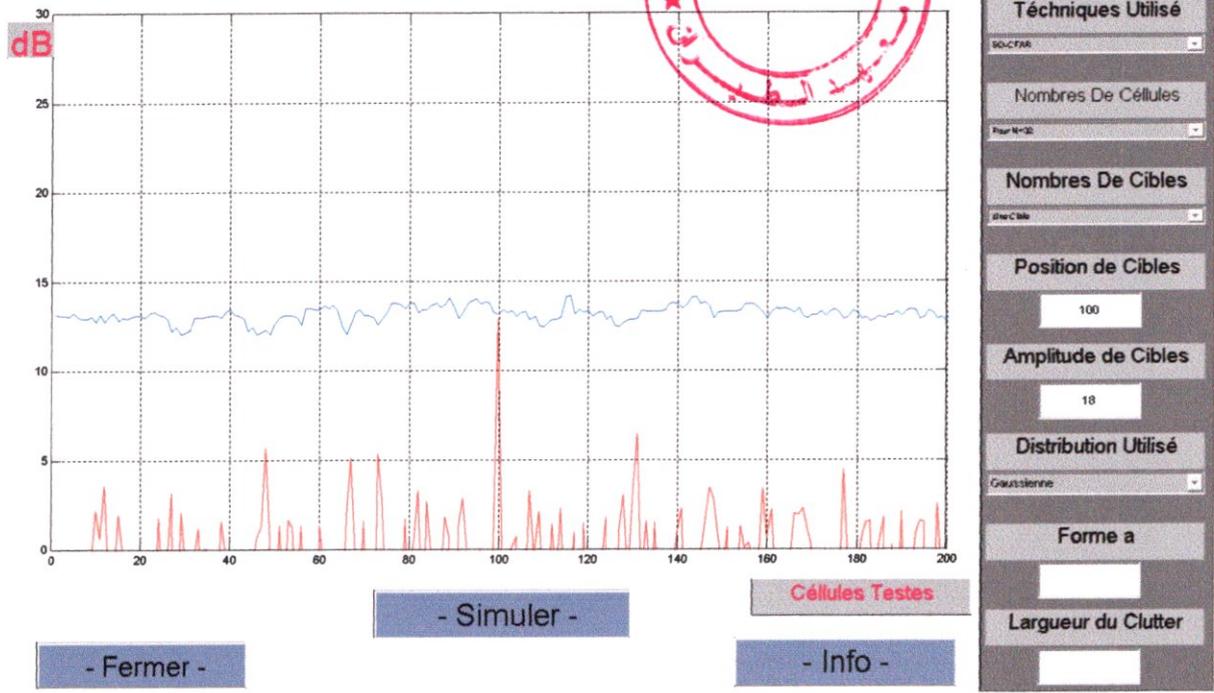
Pas de détection de cibles dans un milieu gaussien.

En conclusion le détecteur GOCFAR présente des performances médiocres en présence de deux cibles proches dans tous les milieux de distribution.

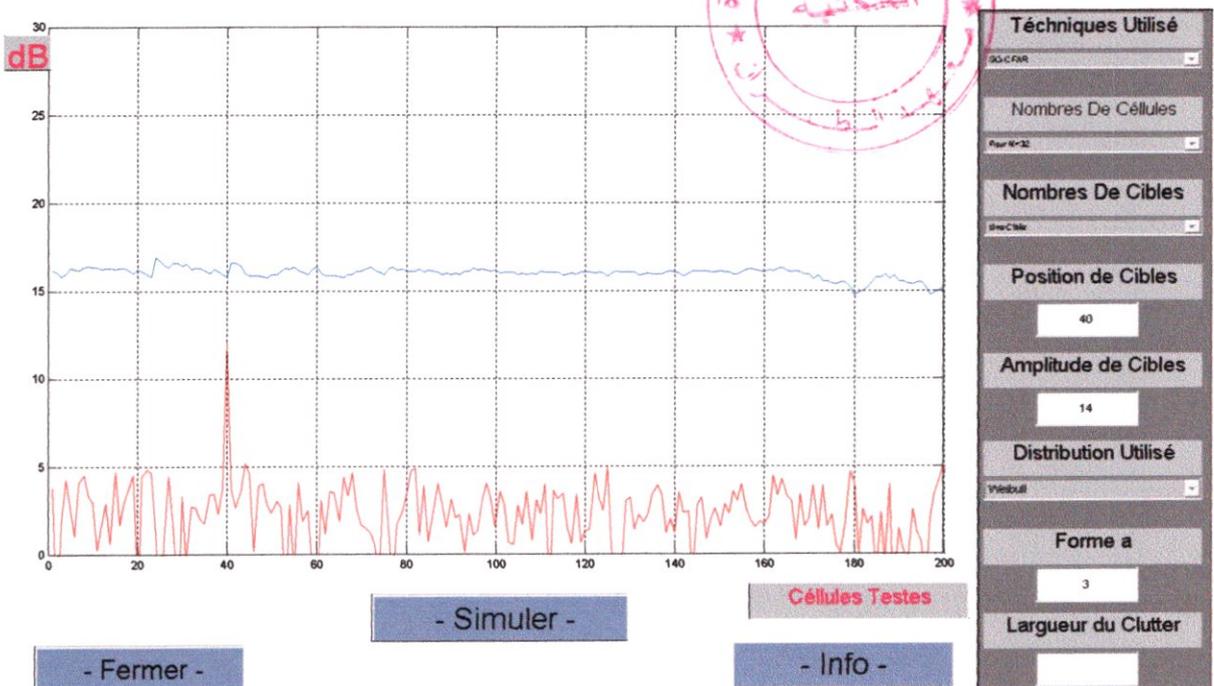
Par contre il est très performant dans la détection d'une seule cible en présence d'un bord de fouillis homogène.

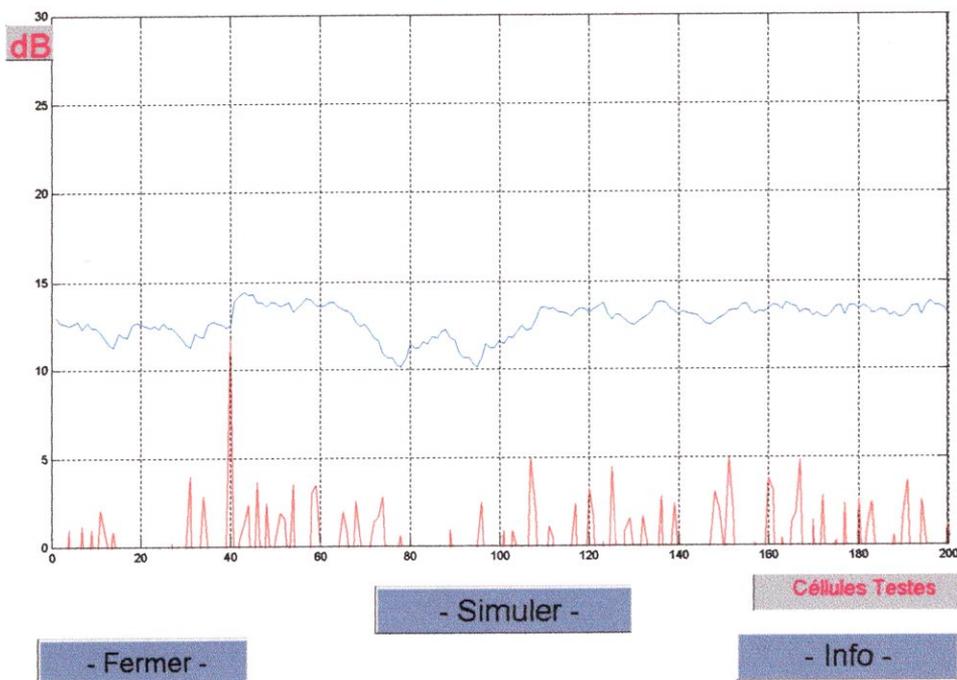
3-Détecteurs SOCFAR :

3-1-Détection d'une seule cible :



Dans la détection d'une seule cible le SOCFAR présente des performances médiocre dans la détection dans différent milieux.





Téchniques Utilisé

SOLICITAR

Nombres De Céllules

Plan N°32

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

40

Amplitude de Cibles

14

Distribution Utilisé

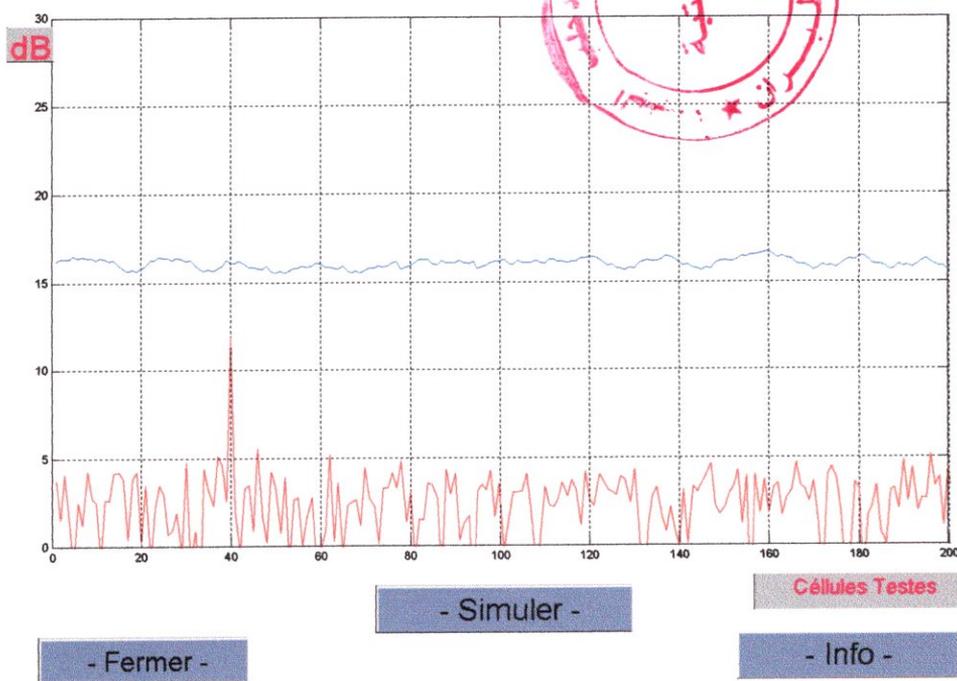
Clutter Edges(Gau)

Forme a

3

Largueur du Clutter

13



Téchniques Utilisé

SOLICITAR

Nombres De Céllules

Plan N°32

Nombres De Cibles

Une Cible

Position de Cibles

40

Amplitude de Cibles

14

Distribution Utilisé

Clutter Edges(Yen)

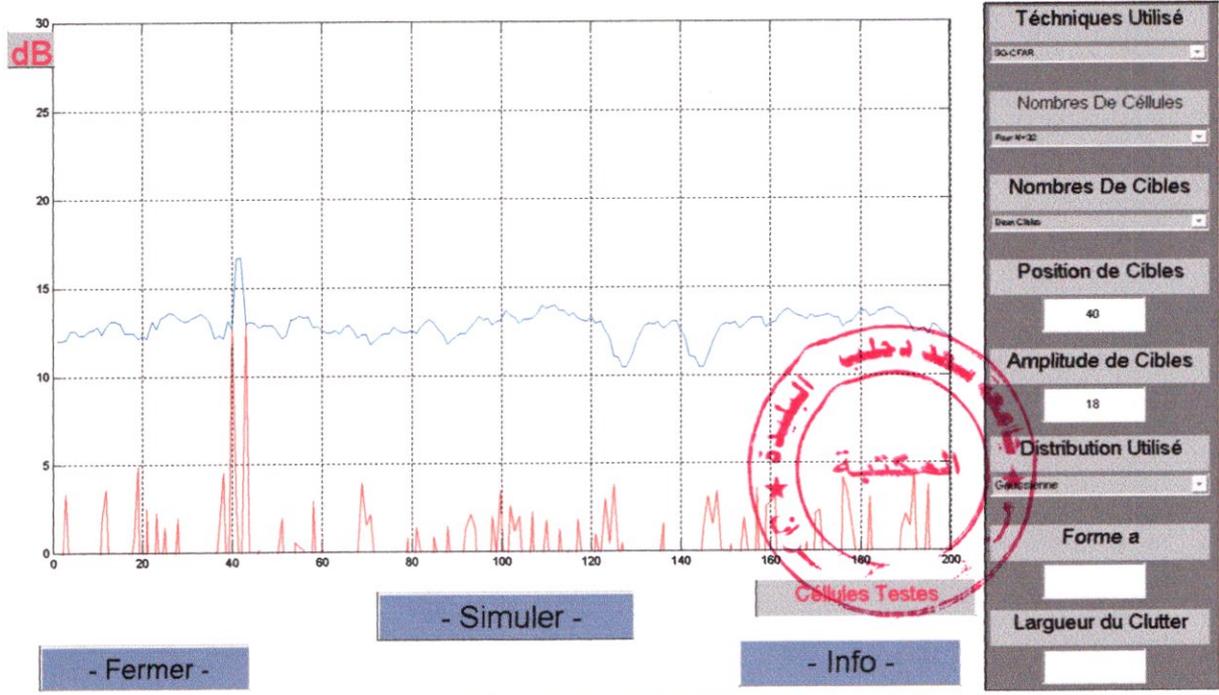
Forme a

3

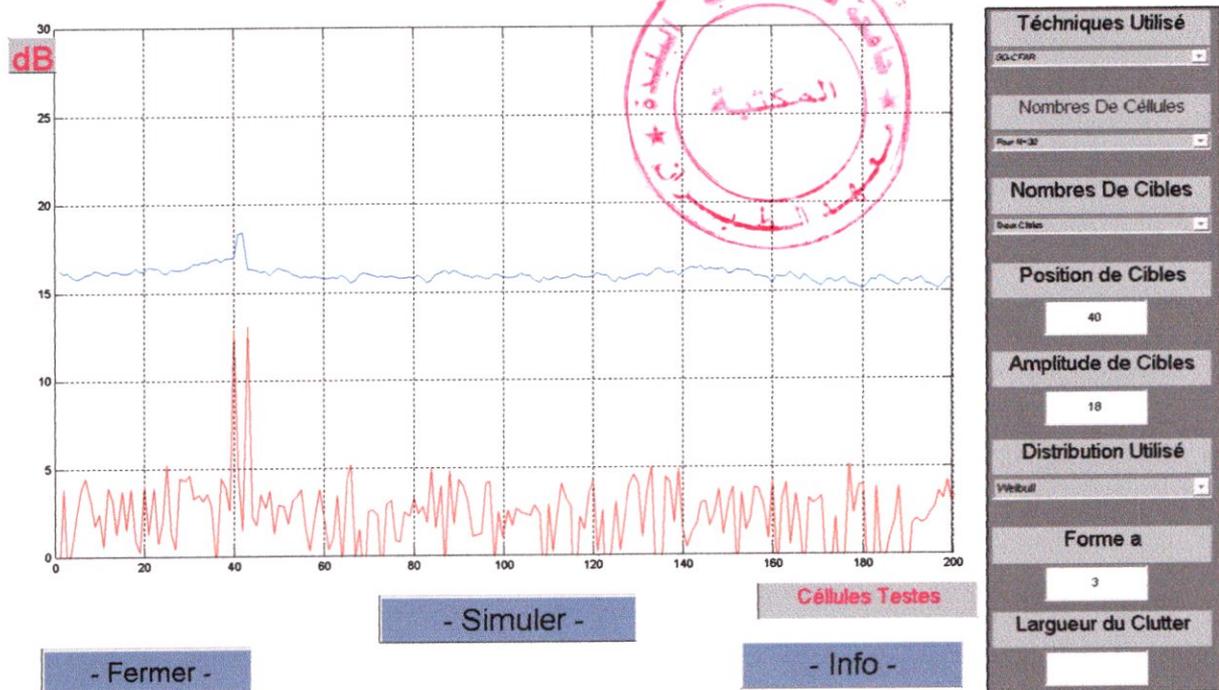
Largueur du Clutter

13

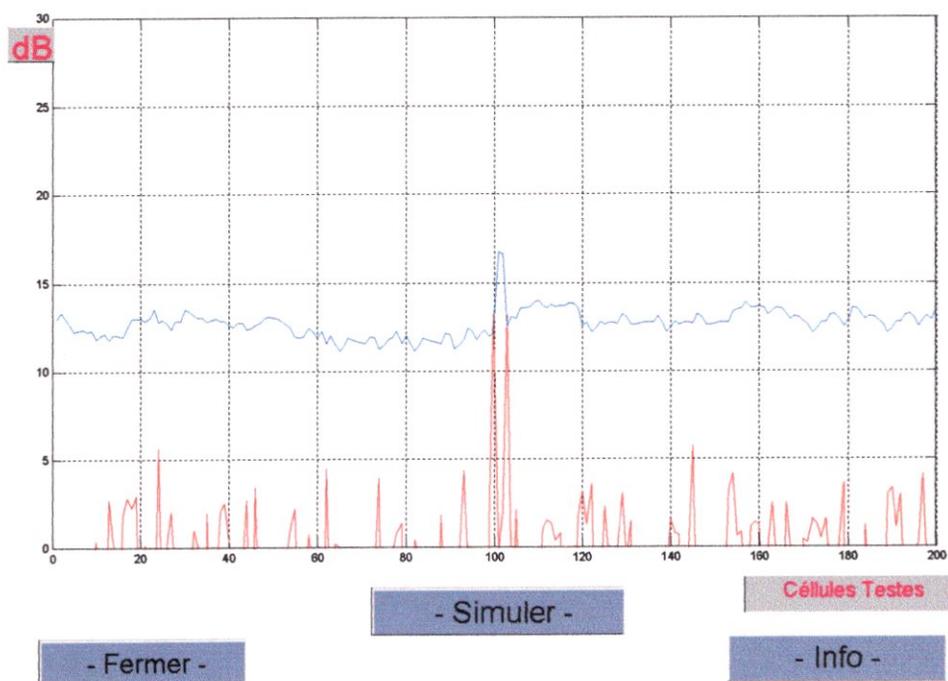
3-2-Pour deux cibles proches :



Détection de deux cibles proches par le SOCFAR dans un milieu gaussien.



Le SOCFAR ne donne aucune détection pour une distribution de weibul.



Téchniques Utilisé
SO-CFAR

Nombres De Cellules
Four N=20

Nombres De Cibles
Deux Cibles

Position de Cibles
100

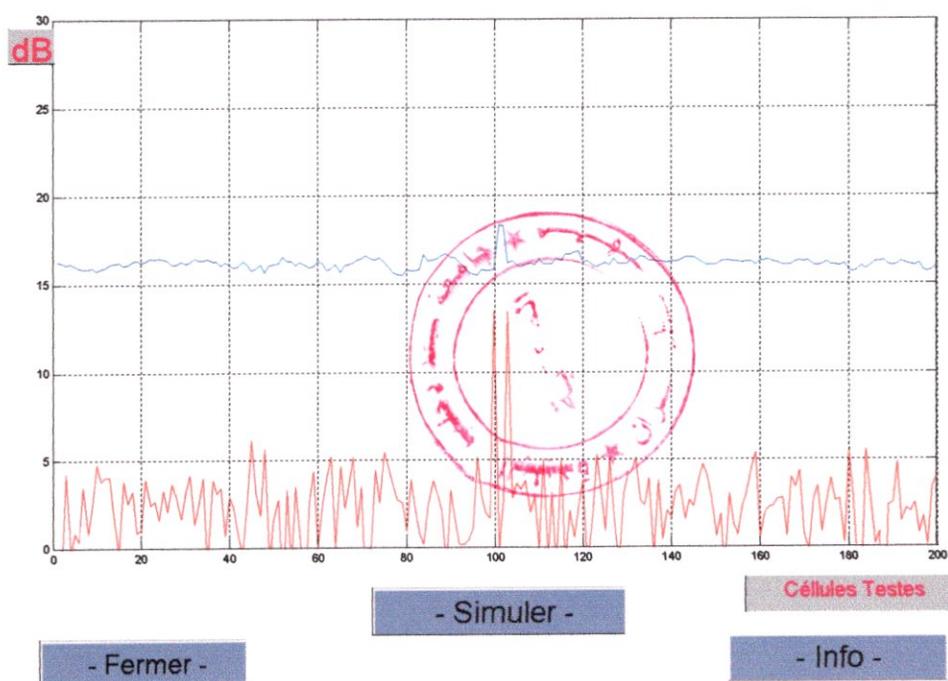
Amplitude de Cibles
20

Distribution Utilisé
Clutter Edges(Gau)

Forme a
3

Largueur du Clutter
14

Une bonne détection de deux cibles en présence d'un bord de fouillis gaussien.



Téchniques Utilisé
SO-CFAR

Nombres De Cellules
Four N=20

Nombres De Cibles
Deux Cibles

Position de Cibles
100

Amplitude de Cibles
20

Distribution Utilisé
Clutter Edges(Weib)

Forme a
3

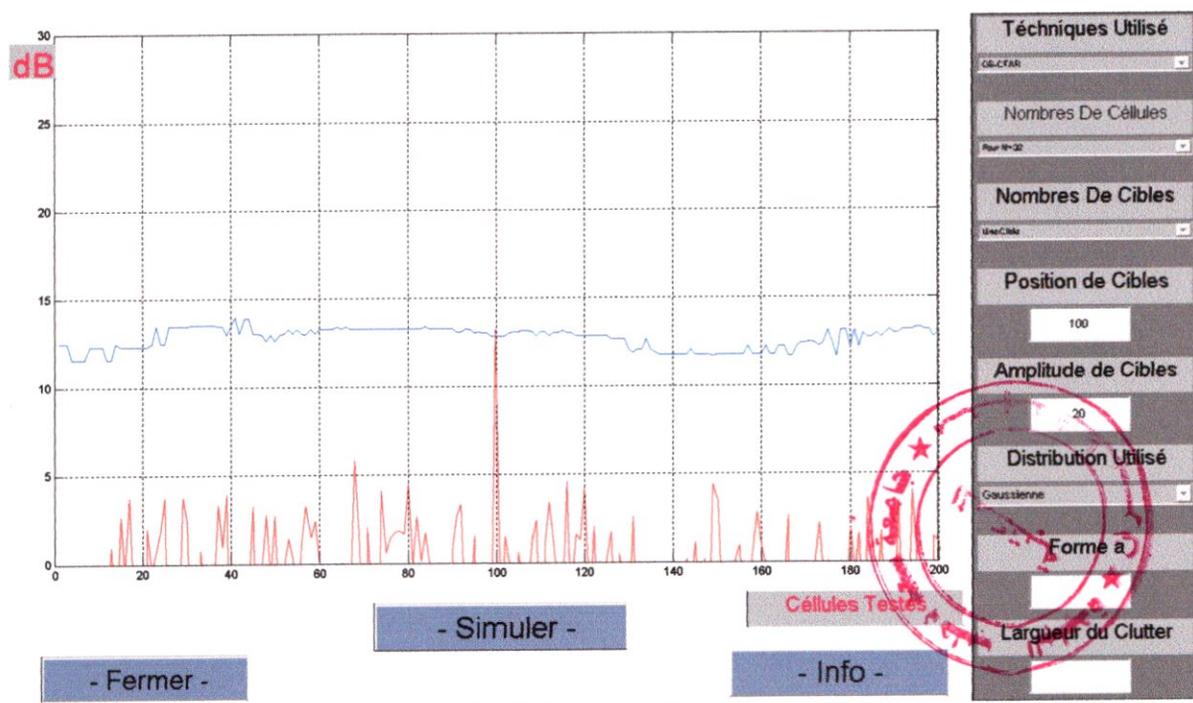
Largueur du Clutter
14

Le SOCFAR ne répond pas en présence d'un bord de fouillis de weibul.

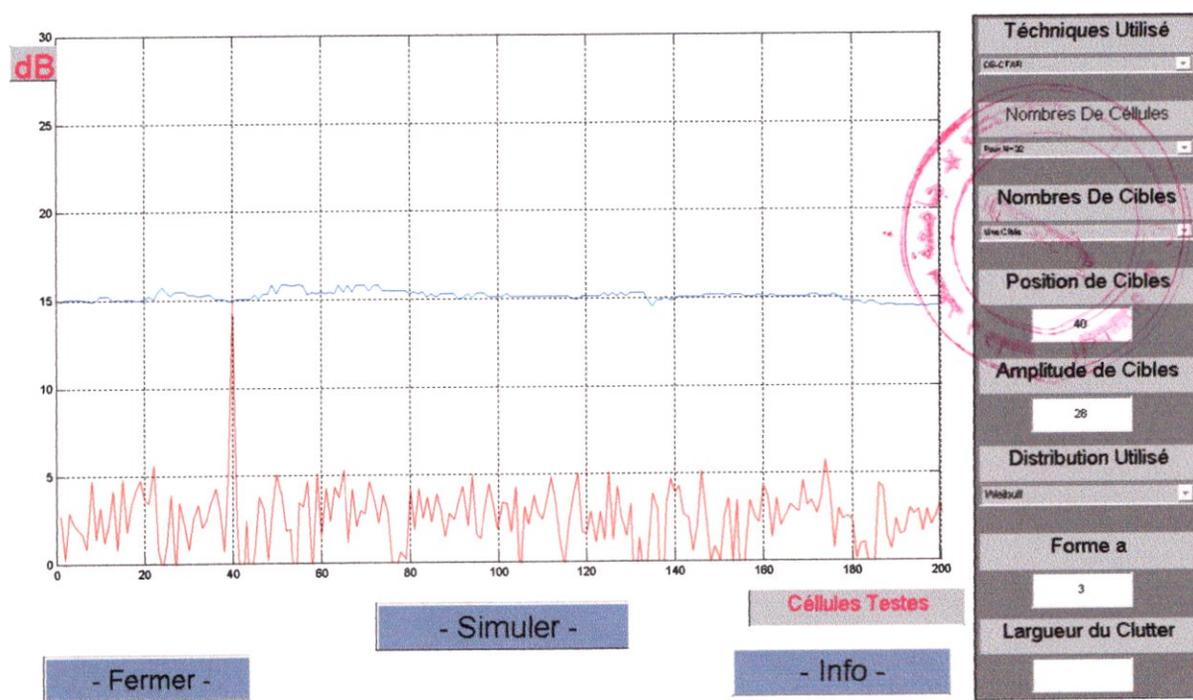
En conclusion le détecteur SOCFAR est utilisé pour faire face au problème de détection de deux cibles proche mais ses performances restent médiocres en présence d'un milieu non homogène.

4-Le détecteur OSCFAR :

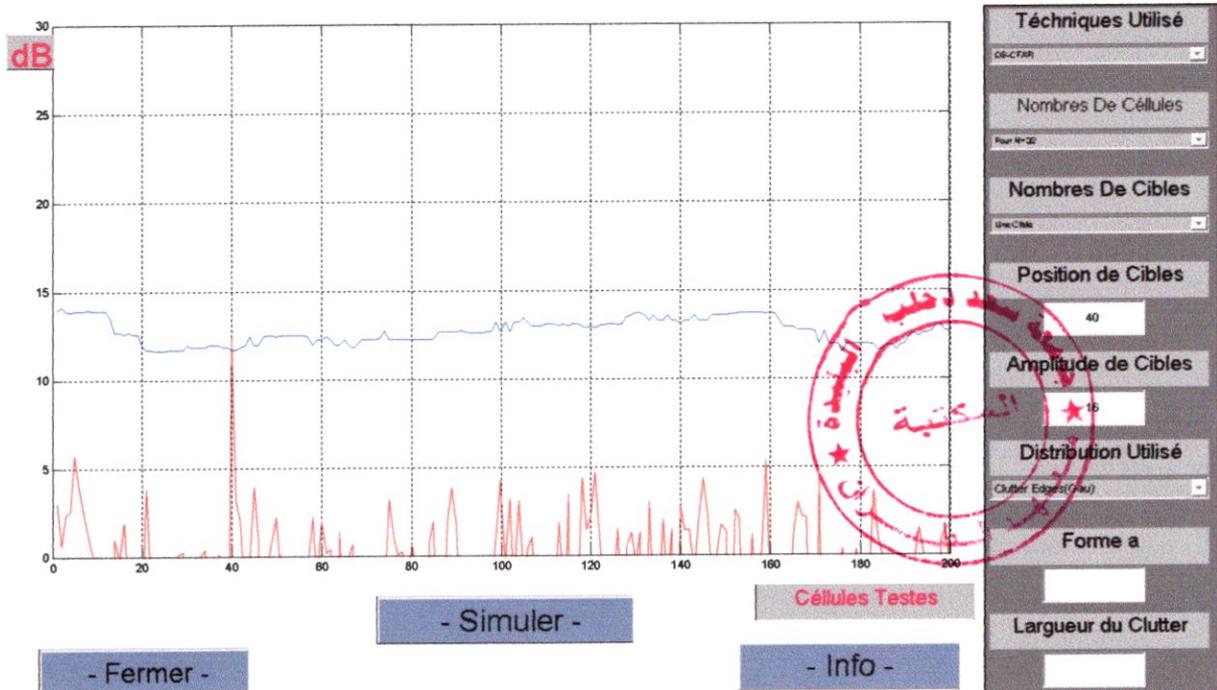
4-1-Détection d'une seule cible :



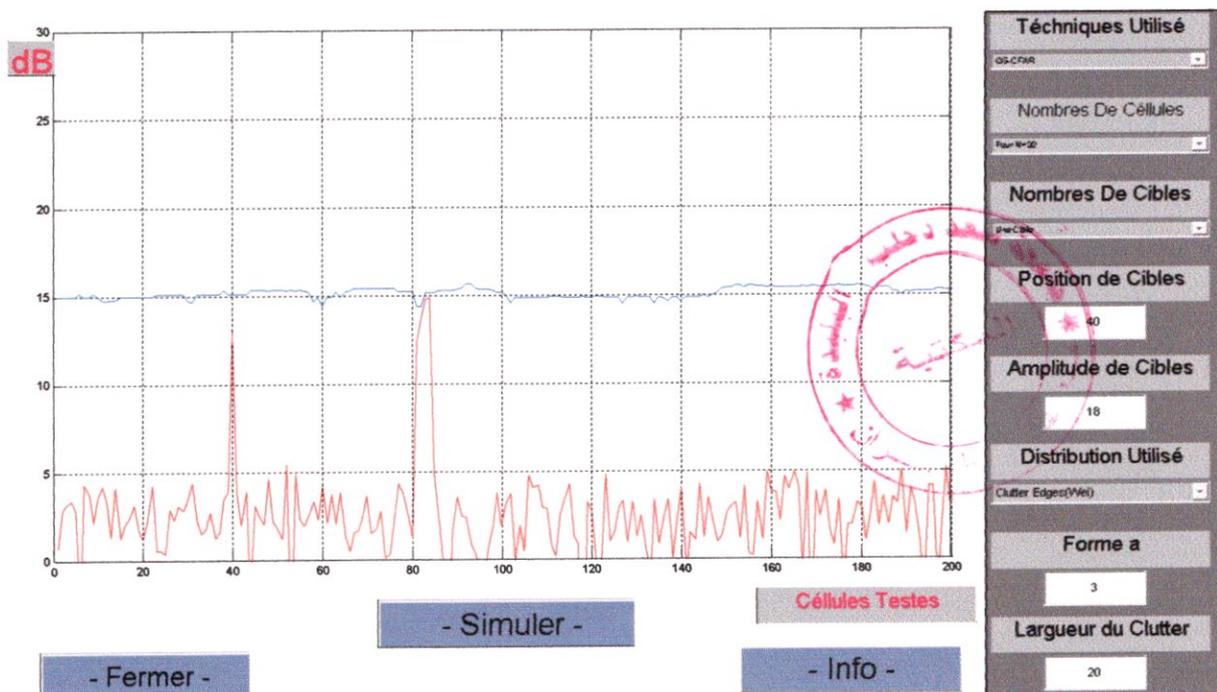
Détection d'une seule cible prouvée par le détecteur OSCFAR dans un milieu gaussien.



Une dégradation des performances du détecteur dans une distribution weibul.



Le détecteur répond en présence d'un bord de fouillis gaussien.



Le détecteur perd ses performances en présences d'un bord de fouillis weibul.

CONCLUSIONS & PERSPECTIVES



CONCLUSIONS :

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

Le seuil fixe utilisé en détection ne résous pas le problème de l'élévation importante du nombre de fausse alarme, à cause de la non stationnarité du bruit et du clutter .

Pour résoudre cette problématique, notre travail consistait à faire une étude comparative entre les différentes méthodes du CFAR classiques, qui essaient d'une manière ou d'autre de fixer ce taux de fausse alarme, ou à la rigueur de diminuer sa variation.

L'étude expérimentale prouvée par les simulations, nous a conduits de tirer les conclusions suivantes :

Les méthodes classiques :

Dans un milieu homogène, on a :

- ✓ Une détection performante d'une seule cible par le détecteur **CA-CFAR**.
- ✓ Une détection aussi performante de deux cibles très proches par le détecteur **SO-CFAR**
- ✓ Une meilleure adaptation du seuil dans le cas d'interception d'un bord de fouillis uniforme (uniform clutter edges) par le détecteur **GO-CFAR** .
- ✓ Une bonne performance du détecteur **OS-CFAR** dans les différents environnements cités .
- ✓ Un gain apporté par l'augmentation du nombre de cellules de référence (croissance de la probabilité de détection), mais qui est aussi limité d'une saturation au delà de 64 cellules .

PERSPECTIVES :

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

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

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

CONCLUSIONS & PERSPECTIVES

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

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : N, Levanon « Radar principles » A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATINO, Tel-Aviv University .
- [2] : Institue de recherche de Stanford à la suite d'un contacte avec l'université du Colorado « Radar et observation d'ovnis ».
- [3] : www.wikipédia.com.
- [4] : L.THOUREL « Initiation aux technique modernes des radars » Toulouse France 1984
- [5] : Naffissa SADI AHMED : « Modélisation ARMA des suites chronologiques complexes et sont application dans le traitement des échos radar » Thèse de magistère département Electronique. ENP 1996
- [6] : D.K.BARTON : « Modern radar system analysis » Artech House inc. Norwood.Massachusetts.USA-1988
- [7] : Cdt M.Fethi 2002 « Emploi des radars dans les forces de défense aériennes du territoire» E .S.D.A.T.
- [8] : K .D Barton, A.L Sergey. Radar technology Encyclopedia . Artech House (Electronic Edition) , Boston-London. Library of Congress Cataloging in Publication Data, 1998.
- [9] : M.I. Skolink. Radar Handbook. McGraw-Hill, 1970, 2nd edition,1990.
- [10] : M.H.CARPENTIER « Eléments constitutifs du radar - Elimination du clutter Tom III » Edition ENSTA 1972
- [11] : TALBI.L. BELATTAR.A «Elaboration d'un système de poursuite en temps réel d'une cible radar » P.F.E. E.S.Air 2006
- [12] : A.Guerid 1999 « Détection de cibles radar corrélées et noyées dans du Clutter » Thèse magister. EMP. Alger.
- [13] : G.Delom 1976 « Radar aspects théorique »Ecole Nationale d'Aviation Civile. Toulouse.
- [14] : D .Baron et al. (2001) « Les radars ». INSA, Paris.
- [15] : DJELLOUL.S ABBAD.O « Elaboration d'un detecteur neuronal robuste CFAR » P.F.E 2001 I.T.Oran

(Annexe 01)



Plages de fréquences radar			
Nom de bande	Plage de fréquences	Longueurs d'onde	Commentaires
HF	3-30 MHz	10-100 m	Pour high frequency (haute fréquence). Utilisée par les radars côtiers et les radars "au-delà de l'horizon".
P	< 300 MHz	1 m+	Pour précédent : appliquée <i>a posteriori</i> aux radars primitifs
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Pour very high frequency (très haute fréquence). Utilisée par les radars à très longue portée et par ceux à pénétration de sol.
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Pour ultra high frequency (ultra haute fréquence). Radars à très longue portée (ex. détection de <u>missiles balistiques</u>), pénétration de sol et de feuillage.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Pour long . Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et la surveillance aérienne.
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Pour short (court). Utilisée par les radars de trafic aérien local, les radars météorologiques et navals.
C	4-8 GHz	3.75-7.5 cm	Compromis entre les bandes S et X pour les transpondeurs satellitaires et les radars météorologiques.
X	8-12 GHz	2.5-3.75 cm	Pour les radars météorologiques, les autodirecteurs de <u>missiles</u> , les radars de navigation, les radars à résolution moyenne de cartographie et la surveillance au sol des aéroports.
K _u	12-18 GHz	1,67-2,5 cm	Fréquence juste sous K (indice 'u' pour <i>under</i> en anglais) pour les radars de cartographie à haute résolution et l'altimétrie satellitaire.
K	18-27 GHz	1,11-1,67 cm	De l'Allemand kurz (court). très absorbé par la vapeur d'eau, K _u et K _a sont utilisées pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers (24.150 ± 0.100 GHz) manuels.
K _a	27-40 GHz	0.75-1.11 cm	Fréquence juste au-dessus de K (indice 'a') pour la cartographie, la courte portée, la surveillance au sol des aéroports, les radars routiers (34.300 ± 0.100 GHz) automatisés.
mm	40-300 GHz	1 - 7,5 mm	Bande millimétrique subdivisée en quatre parties :
Q	40-60 GHz	7.5 mm - 5 mm	Utilisée pour les communications militaires.
V	50-75 GHz	6.0 - 4 mm	Très fortement absorbée par l'atmosphère.
E	60-90 GHz	6.0 - 3.33 mm	
W	75-110 GHz	2.7 - 4.0 mm	Utilisée comme radar anti-collisions automobile et pour l'observation météorologique à haute résolution et de courte portée.

(ANNEXE 02)

1) Démonstration de (II.18) :

si la variable aléatoire r a une fonction de densité de probabilité :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_c^2}\right)$$

alors la fonction de densité de probabilité de $q=r^2$ est donnée par :

$$P(q)dq = P(r)dr$$

$$q = r^2 \quad \text{d'où} \quad dq = 2rdr$$

Donc

$$P(q) = \frac{1}{2r} P(r) = \frac{1}{2\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_c^2}\right)$$

remplaçant r^2 par q :

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

2) Démonstration de (III.12) :

soient N variables aléatoires indépendantes q_i de fonctions de densité de probabilité

$$P(q_i) = \exp(-q_i)$$

on cherche la fonction de densité de probabilité de leur somme.

On va la démontrer par récurrence :

La fonction de densité de probabilité de la somme de deux variables aléatoires indépendantes :

$$U_2 = q_1 + q_2 + q_3 = u_2 + q_3 \quad \rightarrow \quad P(u_3) = P(u_2) * P(q_3)$$

$$= \int_0^{u_3} P(u_2) P(u_3 - u_2) du_2$$

$$= \frac{u_3^2}{2!} \exp(-u_3)$$



(ANNEXE 02)

pour la somme de M variables aléatoires indépendantes et par récurrence :

$$u_M = q_1 + q_2 + \dots + q_M \Rightarrow P(u_M) = \frac{u_M^{M-1}}{(M-1)!} \exp(-u_M) \quad (\text{A-1})$$

alors pour M=N/2 on a :

$$P_U(u) = \frac{u^{N/2-1}}{(N/2-1)!} \exp(-u)$$

et la fonction de distribution est :

$$F_U(u) = \int_0^u P(u) du$$



3) Démonstration de (III.18) :

on a d'après (III.16) :

$$U = \sum_{i=1}^{N/2-1} q_i + q_{N/2}$$

posons $U' = \sum_{i=1}^{N/2-1} q_i$ d'où $U = U' + q_{N/2}$

De (A-1) $P_{U'}(u') = \frac{u'^{N/2-2}}{(N/2-2)!} \exp(-u')$

De (III.17) $P_{Q_{N/2}}(q_{N/2}) = \frac{1}{1+I} \exp\left(-\frac{q_{N/2}}{1+I}\right)$

Alors $U = U' + q_{N/2} \Rightarrow P_U(u) = P_{U'}(u') * P_{Q_{N/2}}(q_{N/2})$

$$= \int_0^u P_{U'}(u') P_{Q_{N/2}}(u - u') du'$$

finalement on a :

$$P_U(u) = \frac{1}{I} \left(\frac{1+I}{I}\right)^{(N/2-2)} \left[\exp\left(\frac{u}{1+I}\right) - \exp(-u) \sum_{j=0}^{(N/2-2)} \left(\frac{I}{1+I}\right)^j \frac{u^j}{j!} \right]$$

Quant a la fonction de distribution de u elle est donnée par :

(ANNEXE 02)

$$F_U(u) = \int_0^u P_u(u) du$$



4) Démonstration de (III.45) et (III.46) :

soit la variable aléatoire U de fonction de distribution $F_U(u)$, et la variable aléatoire $X = \alpha U$ de fonction de distribution $F_X(x)$:

$$F_X(x) = P_r[X \leq x] = P_r[\alpha U \leq x] = P_r\left[U \leq \frac{x}{\alpha}\right] = F_U\left(\frac{x}{\alpha}\right)$$

une dérivation de cette dernière donne la fonction de densité de probabilité de X :

$$P_X(x) = \frac{1}{\alpha} P_U\left(\frac{x}{\alpha}\right) \quad \text{de même pour Y.}$$

5) Démonstration de (III.57) :

soient N variables aléatoires indépendantes q_1, \dots, \dots, q_N de fonction de densité de probabilité et fonction de distribution :

$$P_{q_i}(q_i) = \exp(-q_i) \quad I=1, N$$

$$F_{q_i}(q_i) = 1 - \exp(-q_i)$$

On détermine la fonction de distribution de la $k^{\text{ième}}$ valeur comme suit :

Pour que $q_{(k)}$ prenne la valeur q , il faut que $k-1$ des N valeur prises par q_1, \dots, \dots, q_N soient inférieures à q , que $N-k$ d'entre elles soient supérieures à q et que la dernière soit q précisément. La fonction de densité de probabilité calculée pour un classement donnés dont les coordonnées satisfont les conditions précitées est :

$$[F(q)]^{(k-1)} [1-F(q)]^{(N-k)} P(q)$$

Or il y a $k C_N^k$ possibilités de partitionner les N variables en trois groupes tels que ceux décrit. Par conséquent la fonction de densité de probabilité de $q_{(k)}$ sera :

$$P_K^{OS}(q) = k C_N^k [F(q)]^{(k-1)} [1-F(q)]^{(N-k)} P(q)$$

et la fonction de distribution :

$$F_K^{OS}(q) = \int_0^q P_K^{OS}(q) dq$$

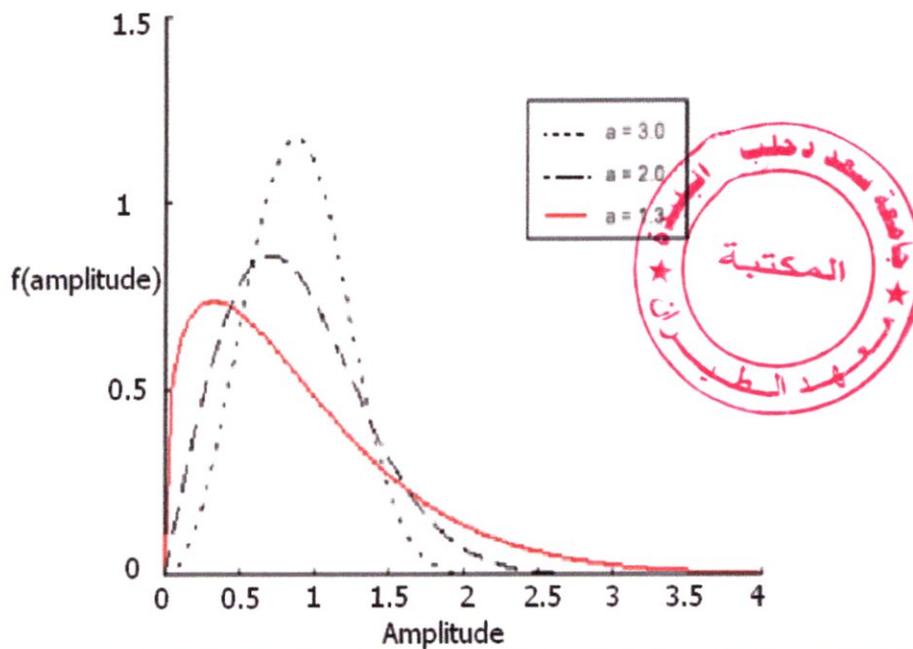
(Annexe 03)

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

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

PDF de Weibull est définie par :

$$f(x) = \frac{a}{b} \left(\frac{x}{b} \right)^{a-1} \exp \left(- \left(\frac{x}{b} \right)^a \right)$$



Plusieurs fonctions de densité de Weibull

La moyenne d'une variable aléatoire régit par la loi de *weibull* est donnée par :

$$E[V] = b \cdot \Gamma \left(1 + \frac{1}{a} \right)$$

La puissance moyenne de ce processus est la suivante :

$$E[V^2] = b^2 \cdot \Gamma \left(1 + \frac{2}{a} \right)$$

tel que Γ est la fonction gamma qui égale à

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