

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique/Réseaux électriques/Télécommunications

Présenté par

KHIOUANI Mahmoud

Thème

**Analyse des performances des principaux
détecteurs CFAR pour la détection d'une cible
dans un milieu bruité**

Soutenu le 26/05/2016. Devant le jury composé de :

Melle. BOUKAOUS Chahra	MCB	Président
Mr. HIMA Abdelkader	MAA	Examineur
Mr. MEDJOURI Abdelkader	MAA	Rapporteur

Année Universitaire 2015/2016

Remerciements

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

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

Nous nous remercions également tous ceux qui, tout au long de cet année d'étude ont encadrés, observés, aidés, conseillés.

Nous remercions vivement notre encadreur : **MEDJOURI ABD EL KADER** pour tout ce qu'il a fait pour nous, pour ses critiques qui nous ont beaucoup aidé à apprécier ce travail malgré ces occupations, nous lui sommes reconnaissants tout particulièrement pour la confiance qu'il nous a témoignée et la liberté qu'il nous a laissée.

Nous tenons également à exprimer notre gratitude aux nombreuses personnes qui nous ont apporté leur aide précieuse avec beaucoup de gentillesse et en particulier : **HIDECH AHMED** qui n'a ménagé aucun effort notre réussite.

Un grand salut pour notre famille universitaire pour la confiance.

Nous exprimons nos remerciements aux membres de jury de nous avoir honoré en acceptant de juger notre travail.

Et en fin, nous souhaiterions remercier tous nos amis qui nous ont aidés, encouragés et soutenus pendant toute la durée de l'élaboration de ce mémoire.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I. GENERALITES SUR LA DETECTION RADAR-CFAR

I.I.GENERALITES SUR LA DETECTION RADAR

I.I.1. Introduction	3
I.I.2. Principe de fonctionnement.....	4
I.I.3. Calcul de la distance.....	5
I.I.4. Calcul de la direction.....	6
I.I.5. Les ondes électromagnétiques.....	7
I.I.6. Equation de radar.....	8
I.I.7. Compositions d'un système radar	13
I.I.7.1.Antenne.....	13
I.I.7.2.Duplexeur.....	14
I.I.7.3.Liaison duplexeur antenne.....	14
I.I.7.4.Émetteur.....	14
I.I.7.5. Modulateur.....	14
I.I.7.6. Récepteur.....	15
I.I.7.7. Synchronisation.....	15
I.I.7.8. Traitement et exploitation des informations (affichage).....	15
I.I.8. Classification des systèmes radar.....	16
I.I.8.1. Radars primaires.....	17
I.I.8.1.1. Radars à impulsion.....	17
I.I.8.1.2. Radars à onde continue.....	17
I.I.8.2. Radars secondaires.....	17
I.I.9. La cible du radar.....	18
I.I.9.1. Les modèles de fluctuation.....	18
I.I.9.2. Les cibles furtives	20

I.I.10. L'environnement radar.....	21
I.I.10.1 Les modèles du clutter.....	21

I.II.GENERALITES SUR LA DETECTION CFAR

I.II.1. Introduction	23
I.II.2. Théorie de la détection.....	24
I.II.3. Critère de décision.....	25
I.II.4. Le détecteur CFAR.....	27
I.II.5. Les différents types des détecteurs CFAR.....	28

I.III.CONCLUSION.....30

Chapitre II. ANALYSE DES DETECTEURS CA, OS ET ML-CFAR

II.1. Introduction.....	31
II.2. La distribution Weibull.....	31
II.3. Analyse du détecteur CA-CFAR.....	32
II.4. Analyse du détecteur OS-CFAR.....	34
II.3. Analyse du détecteur ML-CFAR.....	37
II.5. Conclusion.....	47

Chapitre III. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

III.1. Introduction.....	48
III.2. Simulation et interprétation des résultats.....	48
III.2.1. Détecteur CA-CFAR.....	48
III.2.2. Détecteur OS-CFAR.....	61
III.2.3. Détecteur ML-CFAR.....	69
III.3. Conclusion.....	76
Conclusion générale.....	77

LISTE DES ABRÉVIATIONS

RADAR	la détection et localisation à distance d'un objet.
CFAR	Systèmes à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Rate)
CA-CFAR	Cellule moyenne CFAR.
OS-CFAR	Order statistique CFAR.
ML-CFAR	Maximum de vraisemblance (Maximum-likelihood)
Fdp	Fonction densité de probabilité. .
Pd	Probabilité de détection.
Pfa	Probabilité de fausse alarme.
NPR	Critter de Neyman-Pearson
SER	Surface Equivalent Radar.
N	Nombre de cellule dans un détecteur.
K	Ordre du rang choisit pour l'estimation du bruit.
T	Facteur multiplicatif.
B	Paramètre d'échelle.
C	Le paramètre de forme de la distribution Weibull.
$\Gamma(t)$	Fonction gamma.
K	La fonction de Bessel modifié.
H 0	Hypothèse nulle.
H 1	Hypothèse alternative.
P s	la puissance réfléchie par la cible.
P i	la puissance illuminée par le radar.
SCR	Rapport signal- rapport signal à clutter.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau	Titre	Page
III.1	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du CA-CFAR ($C=1$).	49
III.2	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du CA-CFAR ($C=2$).	49
III.3	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du CA-CFAR ($C=3$).	49
III.4	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa pour le cas du OW-CFAR ($C=1$).	56
III.5	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa pour le cas du OW-CFAR ($C=2$).	56
III.6	Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa pour le cas du OW-CFAR ($C=3$).	57
III.7	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa Cas du OS-CFAR ($C=1$).	61
III.8	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa Cas du OS-CFAR ($C=2$).	61
III.9	Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa Cas du OS-CFAR ($C=3$).	62
III.10	Valeurs de α_i pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du OS-CFAR.	65
III.11	Valeurs de α pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=1$).	70
III.12	Valeurs de α pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=1$).	70
III.13	Valeurs de α pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=1$).	70

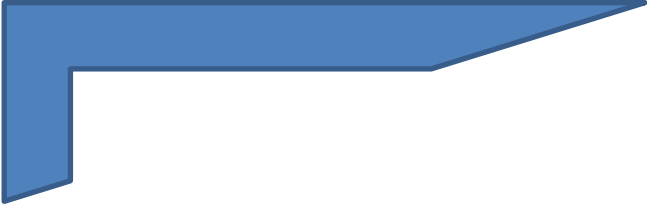
LISTE DES FIGURES

Figure	Titre	Page
I.1	<i>antenne radar longue portée, connue sous le nom ALTAIR.</i>	3
I.2	<i>Principe du radar.</i>	4
I.3	<i>Principe de fonctionnement du radar primaire.</i>	4
I.4	<i>Génération d'écho.</i>	5
I.5	<i>Azimut de la cible.</i>	6
I.6	<i>Onde électromagnétique.</i>	7
I.7	<i>densité de puissance omnidirectionnelle.</i>	8
I.8	<i>lien entre les formules 3 et 4.</i>	10
I.9	<i>exemple d'antenne radar.</i>	13
I.10	<i>exemple d'écran d'affichage.</i>	16
I.11	<i>classification des systèmes radars.</i>	16
I.12	<i>Modèle de fluctuation Swerling I.</i>	18
I.13	<i>Modèle de fluctuation Swerling II.</i>	19
I.14	<i>Modèle de fluctuation Swerling III.</i>	19
I.15	<i>Modèle de fluctuation de Swerling IV.</i>	19
I.16	<i>Exemples des cibles furtives.</i>	21
I.17	<i>Fonction densité de probabilité Weibull.</i>	22
I.18	<i>Les régions de décision.</i>	24
I.19	<i>Effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la probabilité de fausse alarme.</i>	27
I.20	<i>Schéma d'un détecteur CFAR.</i>	28
I.21	<i>Détecteurs CA, GO et SO-CFAR.</i>	29
I.22	<i>Détecteurs CMLD et OS-CFAR.</i>	30

II.1	<i>Le paramètre de forme en fonction de log Pfa. La valeur nominale Pfa=10⁻⁵ et C=2.</i>	35
II.2	<i>Le détecteur ML-CFAR.</i>	38
II.3	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Pfa=10⁻⁵ ; C=1; N=16.</i>	44
II.4	<i>Le facteur α en fonction de Pfa.</i>	47
III.1	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=1 et Pfa=10⁻².</i>	50
III.2	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=2 et Pfa=10⁻².</i>	50
III.3	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=3 et Pfa=10⁻².</i>	51
III.4	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=1 et Pfa=10⁻⁴</i>	51
III.5	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=2 et Pfa=10⁻⁴</i>	52
III.6	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=3 et Pfa=10⁻⁴.</i>	52
III.7	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=1 et Pfa=10⁻⁶.</i>	53
III.8	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=2 et Pfa=10⁻⁶.</i>	53
III.9	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour C=3 et Pfa=10⁻⁶.</i>	54
III.10	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour N=16 et Pfa=10⁻⁵</i>	54
III.11	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur CA-CFAR pour N=16 et C=2.</i>	55
III.12	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OW-CFAR pour C=1 et Pfa=10⁻⁴</i>	57
III.13	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OW-CFAR pour C=2 et Pfa=10⁻⁴.</i>	58
III.14	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OW-CFAR pour C=3 et Pfa=10⁻⁴.</i>	58

III.15	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OW-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.</i>	59
III.16	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OW-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.</i>	60
III.17	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Comparaison entre les détecteurs CA-CFAR et OW-CFAR.</i>	60
III.18	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	62
III.19	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	63
III.20	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	63
III.21	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.</i>	64
III.22	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.</i>	65
III.23	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR. C estimé pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	66
III.24	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR. C estimé pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	66
III.25	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR. C estimé pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	67
III.26	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.</i>	67
III.27	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.</i>	68
III.28	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur OS-CFAR dans le cas C connu et inconnu. $N=16$, $P_{fa}=10^{-5}$ et $C=2$.</i>	69
III.29	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	71
III.30	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	71
III.31	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.</i>	72

III.32	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.</i>	72
III.33	<i>La probabilité de détection en fonction du SCR. Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.</i>	73



RESUME

Dans ce travail nous proposons de traiter le problème de la détection dans un environnement non homogène avec présence de clutter distribué de façon homogène pour trois types de détecteurs le CA, l'OS et le ML-CFAR.

Le clutter est supposé comme un clutter de mer représenté par une distribution Weibull .

Dans le but de déterminer le meilleur des différents types de détecteurs, une comparaison a été effectuée pour plusieurs paramètres par simulation liées à la variation du rapport signal à clutter (SCR) et du nombre de cellules N et la probabilité de fausse alarme aussi pour différentes valeurs du paramètre de forme c est connu ou inconnu.

Les résultats trouvés montrent que le détecteur ML-CFAR a montré une amélioration de la performance par rapport à de détecteurs le CA, l'OS CFAR.

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



ملخص

في هذا العمل طرحنا معالجة مشكل الكشف في محيط غير متجانس في فوضى توزيعية متجانسة للكواشف $CA, OS, ML-CFAR$

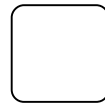
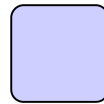
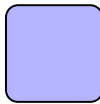
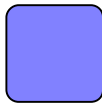
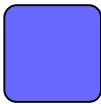
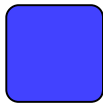
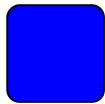
الفوضى المقترحة هي فوضى البحر بتوزيعية وبيبل.

سنقوم بمقارنة بين الكواشف و ذلك باستعمال المحاكاة لتحديد الاحسن وفقا للعوامل على افتراض العديد من الحالات ذات الصلة: تغير في الاشارة الى نسبة الفوضى (SCR) و عدد الخلايا المرجعية (N) و احتمالات الانذارات الكاذبة و معامل الشكل C .

اظهرت النتائج ان الكاشف $ML-CFAR$ اعطى احتمالات جيدة للكشف مقارنة بالكاشفين

$CA, IOS-CFAR$

كلمات مفتاحية : الكاشف $CFAR$, الفوضى , شكل الهدف , الرادار , تغير في الاشارة الى نسبة الفوضى



Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité



<http://www.ArmvRecoanition.com> Armv Recoanition ©

INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION :

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

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

Dans ce mémoire, nous proposons de traiter le problème de la détection dans un environnement non homogène avec présence de clutter distribué de façon homogène pour trois types de détecteurs le CA, l'OS et le ML-CFAR. Le clutter est supposé comme un clutter de mer représenté par une distribution Weibull et le paramètre de forme sera supposé soit connu à priori soit inconnu. Nous proposons aussi d'établir une comparaison entre les performances du CA-CFAR et de l'estimateur OW-CFAR, et une autre comparaison entre l'OS-CFAR et l'estimateur WH-CFAR (Weber-Haykin) a été établi. Aussi une comparaison a été faite pour le détecteur ML-CFAR dans les deux cas de C connu et C estimé. Pour enfin qu'une comparaison entre les trois types de détecteurs CA, OS et ML-CFAR soit présenté.



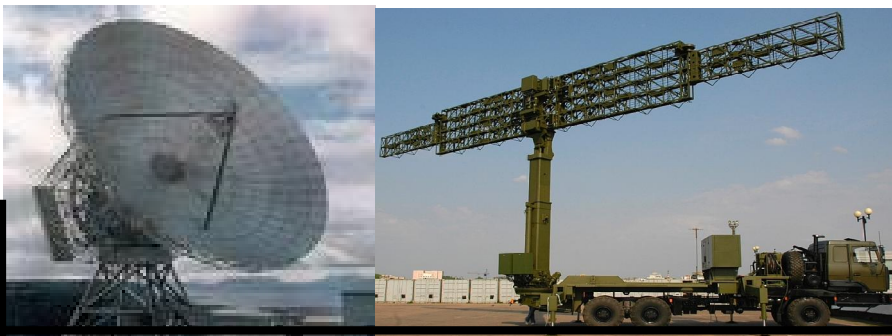
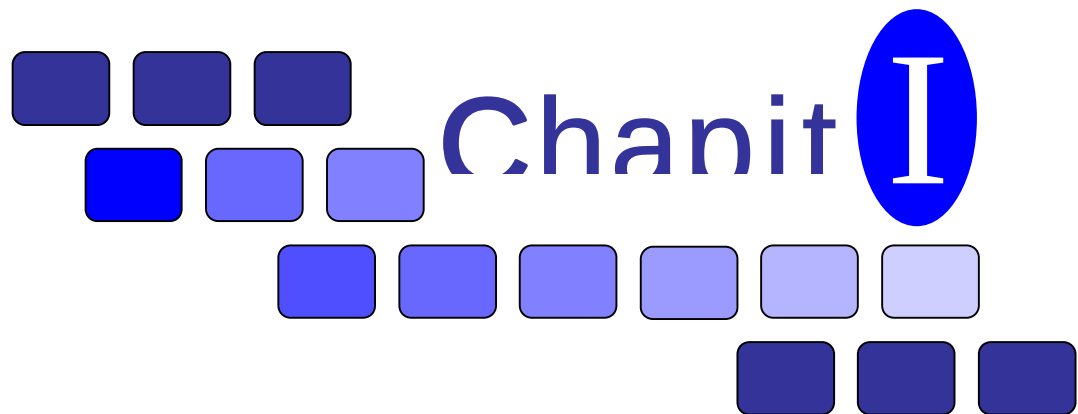
INTRODUCTION GENERALE



L'avantage apporté par ces détecteurs est justifié à travers les résultats de simulation en utilisant la méthode de Monte-Carlo.

Notre travail est organisé comme suit, Dans le premier chapitre un bref rappel sur le principe de fonctionnement, les différents composantes, l'environnement et les cibles d'un système radar sont présentés. Quelques critères de détection, quelques modèles du clutter et les différents types des détecteurs CFAR sont exposés. Dans le chapitre 2, nous analysons les détecteurs CA, OS et ML-CFAR dans un clutter de distribution Weibull. Nous présentons ensuite dans le chapitre 3 les résultats obtenus par programmation MATLAB en utilisant la méthode de Monté Carlo. Nous interprétons les différents graphes obtenus suivant la variation du SCR. Enfin une conclusion générale est présentée, englobant les objectifs et les résultats obtenus durant ce travail.

Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité



GÉNÉRALITÉS SUR LA
DÉTECTION
RADAR-CFAR



I.I- GENERALITES SUR LA DETECTION RADAR

I.I.1- INTRODUCTION :

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

Tout a commencé en 1886, quand le physicien allemand "**Hertz**" a réalisé les premières expériences sur les ondes électromagnétiques et a montré que les ondes "Radio" pouvait être réfléchies par les corps métalliques et diélectriques. En 1904, l'allemand "**Hulsmeyer**" dépose un brevet sur "**un détecteur d'obstacles à ondes radio-continues**" à la suite de réflexions constatées sur des navires croisant sur le Rhin [2].

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

Le radar est un dispositif opérationnel d'émission et de réception d'ondes électromagnétiques qui présente de nos jours un grand nombre d'applications. Après la deuxième guerre mondiale, les applications du radar ont complètement changés, car au début il était utilisé comme un appareil de guerre; mais de nos jours il est aussi utilisé en civile qu'en militaire. Dans le domaine civil on peut prendre l'exemple de la météorologie, dans laquelle le radar est utilisé pour le contrôle du trafic aérien, pour la surveillance du trafic routier ...etc.



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



I.1.2- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

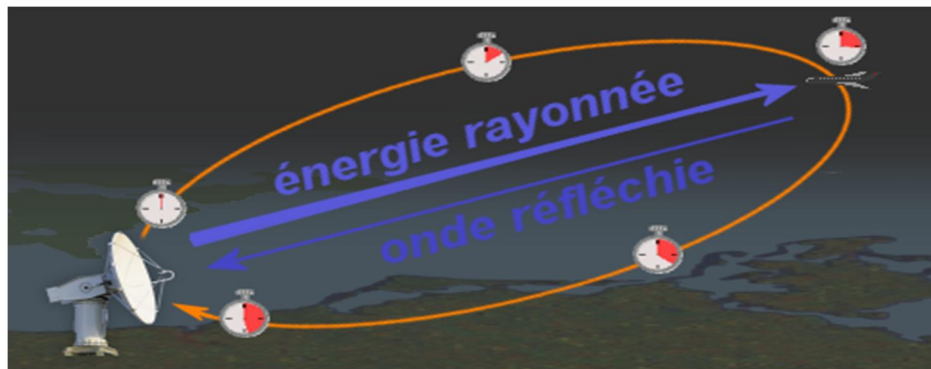


Fig I.2: Principe du radar.

Les différentes façons de la détection électromagnétique des objets (cibles) permettent de trouver plusieurs types de radars, dont la plupart utilisent un principe simple.

On prend l'exemple d'un système radar à impulsion classique qui considère un émetteur capable d'émettre des signaux (impulsions) très brèves de durée τ égale à quelques microsecondes (μs) mais très puissant. Ces impulsions sont dirigées dans toutes les directions à l'aide d'une antenne omnidirectionnelle. Chaque impulsion frappe, l'objet a détecté et revient, donc par une simple mesure du temps entre l'instant d'émission et l'instant de réception du signal réfléchi, la distance radar-cible qui est proportionnelle à ce temps peut être mesurée ainsi que la direction de la cible. L'énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée écho [2].

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

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

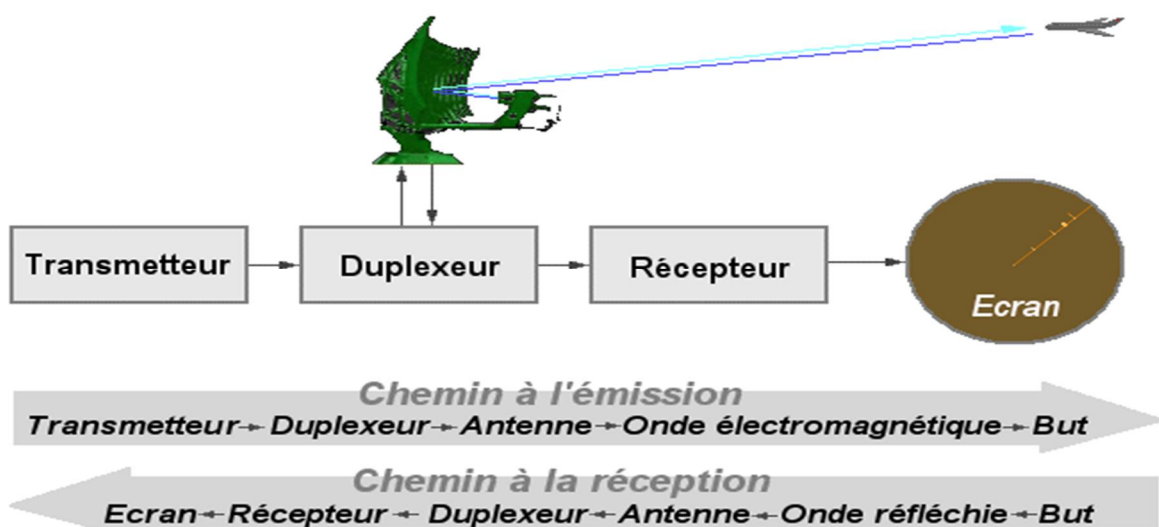


Fig I.3: Principe de fonctionnement du radar primaire.



I.1.3- CALCUL DE LA DISTANCE :

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

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

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

D: la distance antenne- cible.

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

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

- soit du bruit atmosphérique, qu'on ne peut réduire à zéro;
- soit du bruit propre du récepteur, qu'on ne peut réduire à zéro;
- soit même d'un brouillage dû par exemple à un ennemi non coopérant (ou à un ami maladroit) [1].

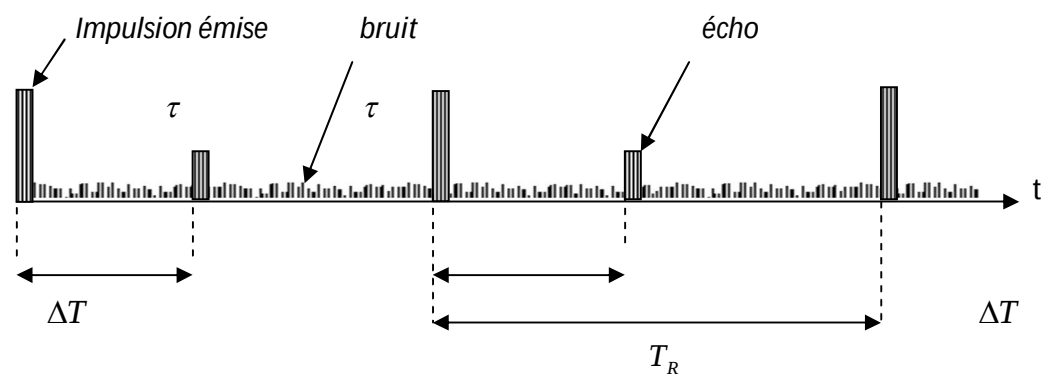


Fig I.4: Génération d'écho.

La distance maximale mesurable sera donné par:

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

T_R : Période de répétition des impulsions.

τ : Durée de l'impulsion.



I.1.4- CALCUL DE LA DIRECTION :

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

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

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

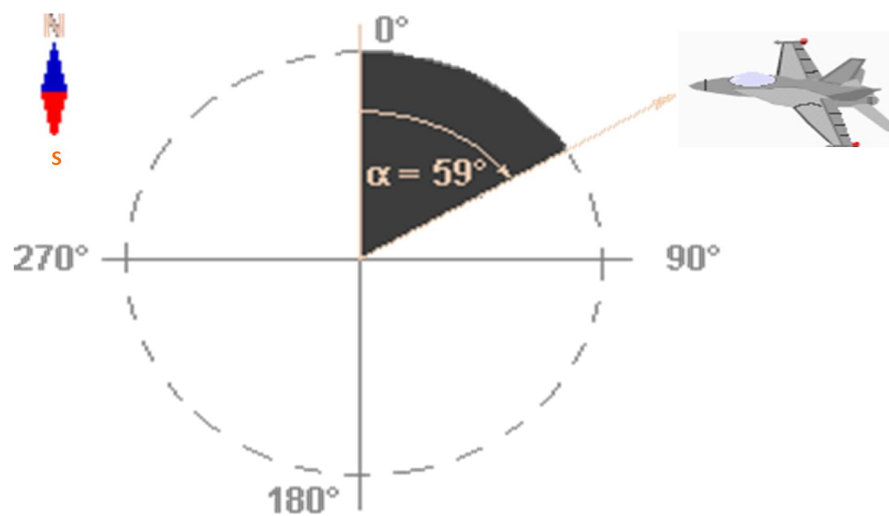


Fig I.5: Azimut de la cible.

L'azimut d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord et celle de la ligne directe antenne-cible comme il est indiqué sur la figure I.5. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord.



I.1.5- LES ONDES ELECTROMAGNETIQUES :

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

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

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

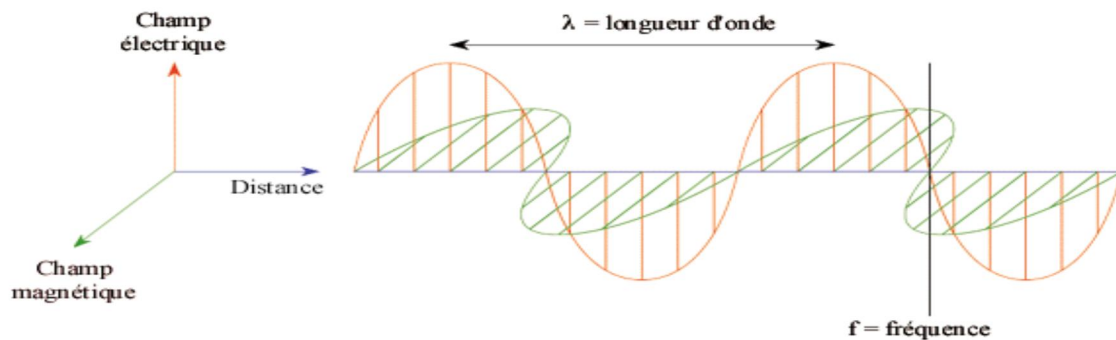


Fig I.6: Onde électromagnétique.

$\vec{E}$: le champ électrique.

$\vec{B}$: le champ magnétique.

Dans l'antenne émettrice, le signal électrique porteur (modulé par le signal de base) produit une onde radioélectrique de même fréquence qui se propage dans l'espace. Plusieurs ondes émises par l'antenne sont ensuite captées par l'antenne réceptrice, qui les transforme en autant de signaux électriques.

I.1.6.EQUATION DE RADAR :

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



I.I.6.1. Argumentation/Explication :

Nous supposons que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir de quelconque perturbation.

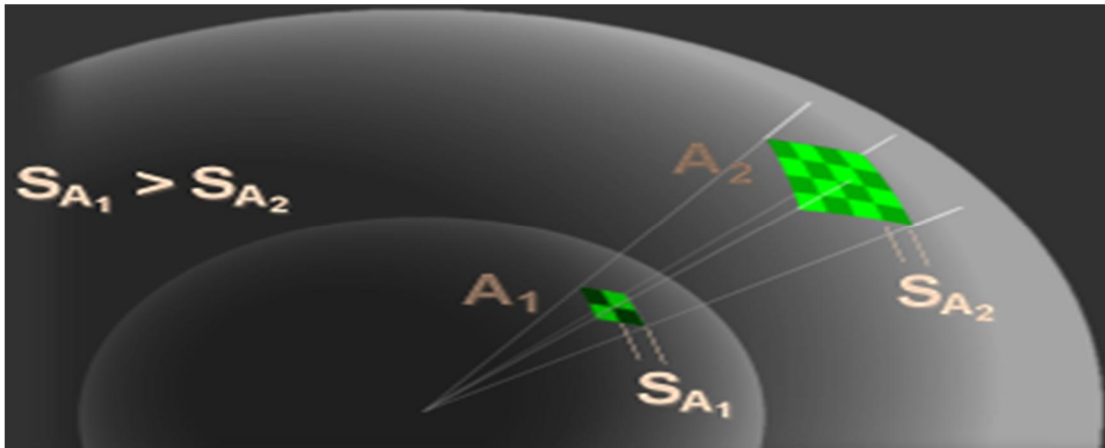


Fig I.7: densité de puissance omnidirectionnelle.

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

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

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

$$S_u = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R_1^2} \quad (I - 03)$$

P_s : Puissance émise [W].

S_u : densité de puissance "omnidirectionnelle".

R_1 : Antenne - cible [m].

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

Ce gain est dû à la „concentration” de la puissance émise dans une seule direction.

La formule permettant de calculer la densité de puissance dans la direction du gain maximum est la suivante:

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

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

S_u : densité de puissance "omnidirectionnelle" et



Évidemment, dans la réalité, les antennes de radars ne sont pas des antennes isotropes n'émettant que dans un secteur limité. Elles génèrent un lobe étroit et un gain pouvant aller jusqu'à 30 ou 40 dB. (Ex. [antenne parabolique](#) ou [antenne à réseau de phases](#)).

La détection d'une cible ne dépend pas uniquement de la densité de puissance à sa position. Elle dépend également de la partie de l'énergie réfléchie par la cible qui est renvoyée vers l'antenne du radar. Afin de déterminer la valeur de cette puissance réfléchie „utile”, il est nécessaire de connaître la [surface équivalente radar \$\sigma\$](#) de la cible. Cette valeur difficile à appréhender dépend de plusieurs paramètres. Dans un premier temps, il est relativement

logique de considérer que plus la surface éclairée par le signal est grande, plus la puissance réfléchie est importante. Cela se traduit par exemple de la manière suivante:

Un Jumbo jet présente une surface équivalente radar plus grande qu'un avion de tourisme dans la même configuration de vol. Au-delà des considérations de taille, la capacité d'un objet à réfléchir les ondes dépend de sa forme, de la composition de sa surface et de la nature des matériaux utilisés. Reprenons donc toute notre démonstration: lorsqu'elle atteint sa destination finale, la puissance réfléchie P_r découle de la densité de puissance S_u , du gain d'antenne G et de la très fluctuante surface équivalente radar σ :

$$P_r = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R_1^2} \cdot G \cdot \sigma \quad (I - 05)$$

P_r : Puissance réfléchie [W].

σ : surface équivalente radar [m²].

R_1 : distance Antenne - cible [m].

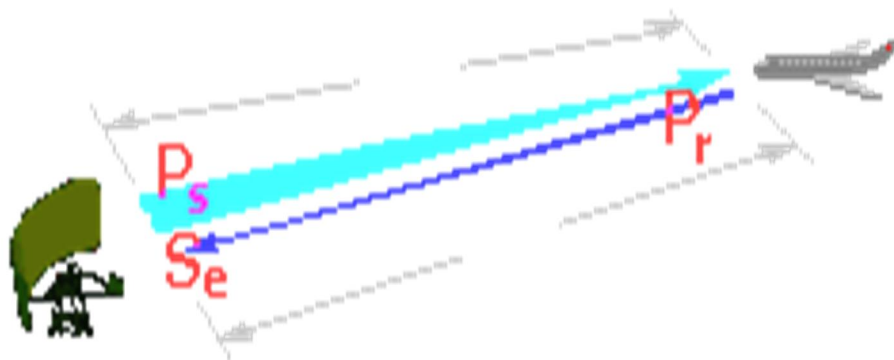


Fig I.8: lien entre les formules 3 et 4.

D'une façon simplifiée nous pouvons considérer la cible comme un émetteur (du signal réfléchi). La puissance réfléchie P_r est donc assimilable à une puissance émise (par la cible). Comme les conditions de propagation du signal sont identiques sur le trajet aller et sur le trajet retour, nous



pouvons réutiliser la formule (3) pour déterminer la densité de puissance S_e atteignant l'emplacement de l'antenne du radar:

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

S_e : densité de puissance.

P_r : Puissance réfléchiée [W].

R_2 : distance cible – antenne [m].

L'énergie globale reçue par l'antenne P_E (c'est à dire la „quantité de densité de puissance” captée par l'antenne) dépend de la surface apparente de l'antenne A_W .

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

P_E : Puissance [W].

A_W : Surface apparente de l'antenne [m²].

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

Nous pouvons donc définir la surface apparente par:

$$A_W = A \cdot K_a \quad (I - 08)$$

A_W : Surface apparente de l'antenne [m²].

A : Surface réelle (géométrique) de l'antenne [m²].

K_a : Facteur d'efficacité.

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

$$P_E = S_e \cdot A_W \quad (I - 09)$$



$$A_W = A. K_a \quad (I-10)$$

$$P_E = S_e. A. K_a \quad (I-11)$$

$$S_e = \frac{P_r}{4 \pi R_2^2} \quad (I-12)$$

$$P_E = \frac{P_r}{4 \pi R_2^2} A. K_a \quad (I-13)$$

Nous avons jusqu'à présent considéré séparément le trajet aller (R_1 = antenne - cible) et le trajet retour (R_2 = cible - antenne) du signal. Nous allons maintenant étendre l'équation au trajet global de l'onde, et comme nous pouvons écrire que $R_1 = R_2$ nous obtenons l'équation suivante:

$$\begin{cases} P_E = \frac{P_r}{4 \pi R_2^2} A. K_a \\ P_r = \frac{P_s}{4 \pi R_1^2} G. \sigma \end{cases} \implies P_E = \frac{\frac{P_s. G. \sigma}{4 \pi R_1^2}}{4 \pi R_2^2} A. K_a$$

$$P_E = \frac{P_s. G. \sigma}{4 \pi R_1^2 4 \pi R_2^2} A. K_a \quad \text{et} \quad R_1 = R_2$$

$$P_E = \frac{P_s. G. \sigma}{(4 \pi)^2 R^4} A. K_a \quad (I-14)$$



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

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

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

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

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

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

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

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

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_S \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot P_{E_{\min}}}} \quad (I-18)$$

Soit $P_{E_{\min}}$ la puissance minimum du signal autorisant sa détection par le radar. Tout signal de puissance inférieure ne peut être exploité puisqu'il est noyé dans le [bruit](#) du récepteur.

Ce signal de puissance minimum $P_{E_{\min}}$ est donc celui qui permet au radar d'atteindre sa portée maximum de détection $R_{\max}$ comme indiqué par l'équation (13) ci-dessus.

Cette équation permet notamment de visualiser rapidement l'influence des caractéristiques d'un système radar sur sa portée de détection [12].



I.7.COMPOSITION D'UN SYSTEME RADAR :

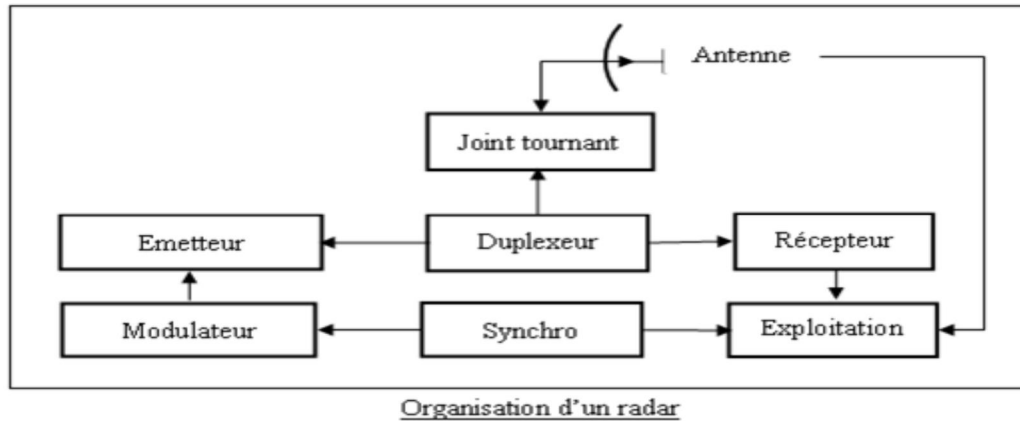


Schéma global de l'organisation d'un RADAR.

I.I.7.1. Antenne :

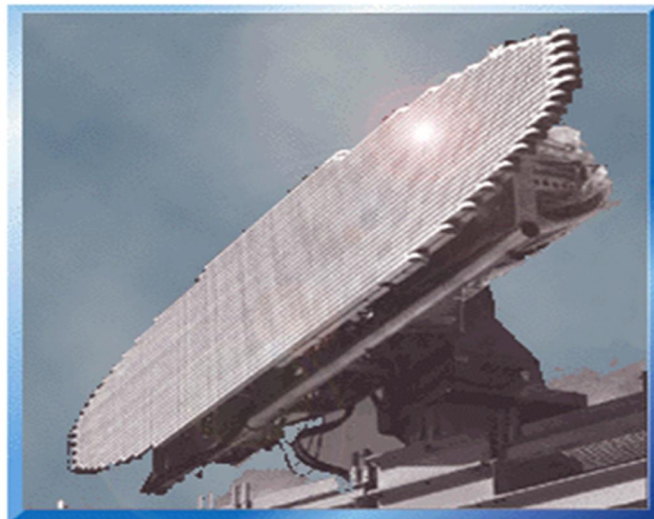


Fig I.9 :exemple d'antenne radar.

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

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception. Dans ce cas, il est nécessaire que les deux aériens élémentaires soient orientés à chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés. En outre, leur interférence radio - électrique doit être la plus faible possible afin qu'au moment de l'émission, le signal émis qui est de très grande puissance ne vienne perturber le fonctionnement du récepteur.



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

I.I.7.2. Duplexeur :

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

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

I.I.7.3. Liaison duplexeur antenne :

Cette liaison doit permettre le passage des signaux hyperfréquences pour diverses positions de l'aérien. Elle comporte des conduits hyperfréquences (coaxial et guide d'onde) et des éléments plus complexes permettant le mouvement de l'aérien (joint tournant).

Au niveau de l'aérien, elle peut se terminer par des circuits hyperfréquences divers (diviseur de puissance, coupleurs, calculateurs, déphaseurs, etc).

I.I.7.4. Émetteur :

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

L'émetteur peut être du type oscillateur de puissance : le tube utilisé est alors un magnétron, une triode osculatrice, ou tout autre tube oscillateur. C'est avec le magnétron que les plus hauts niveaux de puissance sont obtenus (2 MW pendant quelques microsecondes, avec un rendement de 50 % en 20 cm de longueur d'onde) dans des émetteurs construits en série.

La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans le quelle signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1 W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde.

Les tubes d'amplification radar sont les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés pour les niveaux de puissance élevés. Les amplificateurs à état solide (diodes, transistors), sont utilisés dans les étages basse puissance et également dans les modules de puissance des antennes actions (cf. § 3).

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

I.I.7.5. Modulateur :

Le modulateur constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar. Les puissances de crête délivrées par le modulateur sont très importantes (10 MW par exemple pour une puissance émise de 3 MW avec un rendement de 30 %) ; il y correspond des courants de plusieurs dizaines d'ampères sous des tensions de plusieurs dizaines de milliers de



volts. La qualité des signaux délivrés par le modulateur doit être très soignée pour permettre d'éviter des effets parasites sur le signal émis.

I.I.7.6. Récepteur :

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

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

I.I.7.7. Synchronisation :

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission, et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel. Son élément de base est une horloge de très grande stabilité (10^{-5} à 10^{-8}) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation.

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

I.I.7.8. Traitement et exploitation des informations (affichage) :

Le traitement des informations radar est fait à partir des éléments suivants :

- signal vidéo délivré par le récepteur ;
- signaux de synchronisation ;
- informations de position angulaire du faisceau d'antenne ; — éventuellement autres informations en provenance d'un traitement spécial à la réception, ou de sources extérieures. Il permet de délivrer les plots radar qui seront pris en compte par le système d'exploitation.

Les informations sont présentées à un opérateur sous la forme d'une image radar adaptée à la situation à analyser. L'opérateur a alors à sa charge d'interpréter les informations qui sont ainsi visualisées et d'effectuer les opérations nécessaires (identification, guidage, Anticollision...).

Le moyen de visualisation le plus courant est le tube cathodique. Il peut être complété par des visualisations sur des écrans annexes, projection sur grand écran, voire projection couleur. Le travail de l'opérateur est facilité par l'emploi d'une *exploitation automatique* assurée par des moyens numériques, le dialogue entre la machine et l'opérateur s'établissant par l'intermédiaire de consoles de visualisation.



Ces consoles, qui utilisent au maximum les possibilités de la visualisation, sont de véritables systèmes pouvant recevoir les informations brutes du radar et les informations *synthétiques*. Elles permettent, en outre, un dialogue entre les opérateurs et le calculateur chargé de l'élaboration de l'information synthétique [13].

Remarque :

en cas d'un besoin d'information de pointé angulaire on peut distinguer deux cas :

_ Dans les **antennes classiques**, la position angulaire du faisceau est liée à la position mécanique de l'antenne. Celle-ci doit donc être recopiée et transmise au système d'exploitation des informations. Les systèmes de recopie utilisés sont du type analogique (selsyns) ou numérique (codeurs).

_ Dans les **antennes à balayage électronique**, cette information est engendrée et transmise par le calculateur « pointeur » d'antenne.

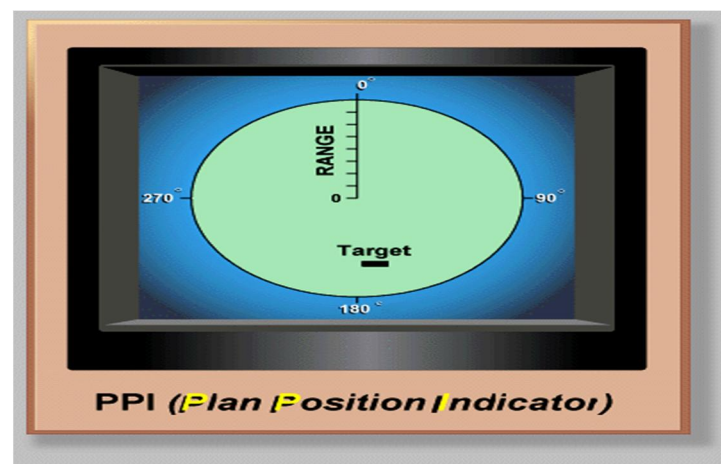


Fig I.10 : exemple d'écran d'affichage.

I.1.8. CLASSIFICATION DES SYSTEMES RADARS:

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

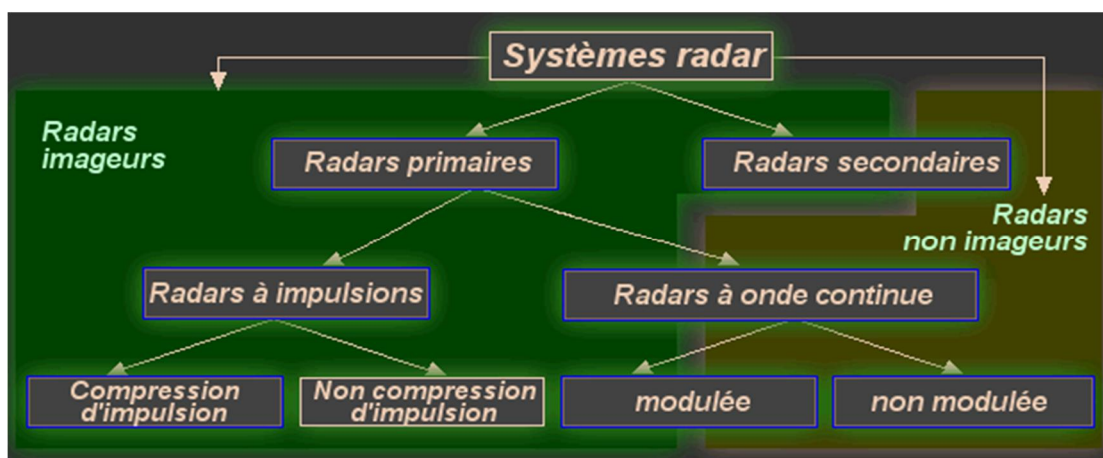


Fig I.11 : classification des systèmes radars.



I.I.8.1. Radars primaires:

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

I.I.8.1.1. Radars à impulsion :

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

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

I.I.8.1.2. Radars à onde continue:

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

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

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

b- Radars à onde continue modulée:

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

I.I.8.2. Radars secondaires :

Ces radars utilisent le principe de dialogue.

Le radar émet des suites d'impulsions d'ondes électromagnétiques représentant des messages



d'interrogation pour que les transpondeurs à bord des avions détectent ces interrogations, les décodent, et émettent à leur tour des suites d'impulsions d'ondes électromagnétiques représentant les réponses à chaque interrogation reçue[14].

I.I.9. LA CIBLE DU RADAR :

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

I.I.9.1 Les modèles de fluctuation :

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

a)- Cible de type Swerling I :

Dans ce cas, la puissance du signal retourné par impulsion à chaque balayage est supposée à être constante, mais ces impulsions d'écho sont indépendantes

(non corrélées) du balayage. Un signal retourné de ce type est alors (*scan to scan fluctuation*).

L'enveloppe du signal réfléchi à la sortie du détecteur quadratique, suit une loi exponentielle de la forme [2]:

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

D'où :

σ^2 , est la puissance moyenne du signal reçue.

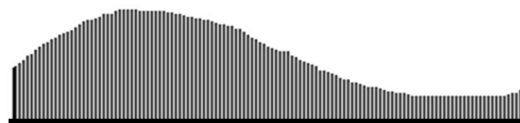


Fig I.12 : Modèle de fluctuation Swerling I.

b)- Cible de type Swerling II :

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



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

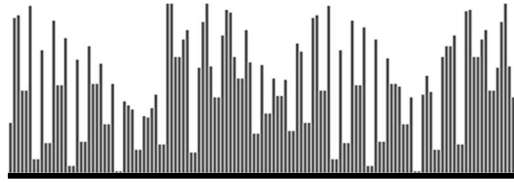


Fig I.13 : Modèle de fluctuation Swerling II.

c)- Cible de type Swerling III :

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

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

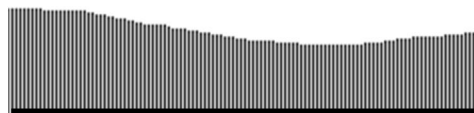


Fig I.14 : Modèle de fluctuation Swerling III.

d)- Cible de type Swerling IV:

Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (*pulse to pulse*) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre.

La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (I – 20)

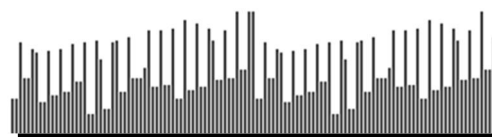


Fig I.15 : Modèle de fluctuation de Swerling IV.

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



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

Dans ce type de cibles, l'amplitude du signal reçue est supposée inconnue, et il n'y a aucune fluctuation d'amplitude [3].

1.1.9.2 Les cibles furtives :

La furtivité n'est pas l'invisibilité car il est impossible avec les moyens actuels de faire disparaître une cible de l'écran radar adverse. Par contre, on peut diminuer la surface équivalente radar (*SER*), ou *Radar Cross Section (RCS)*, de façon à tromper l'ennemi. Exprimée en m^2 (ou en dB/m^2), la *SER* caractérise la capacité de la cible à rayonner l'énergie électromagnétique vers le radar. Elle est l'expression d'un rapport entre l'énergie ré-émise sur la densité d'énergie reçue par unité de surface. La *SER* dépend de :

- la polarisation de l'onde;
- la longueur d'onde du radar;
- l'aspect présenté par la cible vis à vis du radar;
- la géométrie et les matériaux constituant la cible;

Pour la réduire il est nécessaire:

- De modifier la forme extérieure de l'objet de manière à disperser les ondes radar pour qu'elles ne reviennent pas à l'émetteur (inclinaison des parois, suppression des aspérités, carénage des superstructures) ;
- d'utiliser des structures en composite ou des revêtements absorbants (bâches, peintures, revêtements collés).

a)- Le bateau furtif :

La caractéristique de ce type de bateau est sa surface qui est constitué de plusieurs angles différents. Ce sont ces angles qui vont réfléchir les signaux radars vers le bas ou vers les côtés à la place de les renvoyer à l'avant. C'est ainsi que le bateau peut se rendre pratiquement invisible. Ces engins sont également enduits d'une peinture spéciale qui absorbe les signaux radar et ne les réfléchit pas [5].

b)- L'avion furtif :

La conception d'un avion furtif n'est pas simple, puisque elle résulte d'un compromis entre les différents impératifs de la mission assignée à l'appareil. Du fait de la course entre technologies et contre-mesures, qui s'est tout de même ralentie depuis la fin de la guerre froide.

Par exemple l'avion furtif *B-2* est loin d'être l'avion le plus rapide avec sa vitesse de 973 km/h, mais il présente une *SER* minime, équivalente à un petit oiseau.



a) Sea Shadow : le premier bateau furtif.



b) B-2 : avion furtif.

Fig I.16 : Exemples des cibles furtives.**I.I.10 L'ENVIRONNEMENT RADAR :**

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

I.I.10.1 Les modèles du clutter :

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

Le clutter peut être classifié dans deux catégories principales: Clutter de surface et clutter de volume. Le clutter de surface représente les arbres, la végétation, et la surface de mer (clutter de mer)...etc. Par contre le clutter de volume a normalement une grande ampleur représentant la pluie, le nuage, les oiseaux, ...etc. Le clutter de surface change d'une place à l'autre, alors que le clutter de volume peut être plus prévisible. Dans beaucoup de cas, le niveau du signal de clutter est beaucoup plus élevé que le niveau de bruit du récepteur [4].

1)- Modèle de Rayleigh :

Ce modèle considère que le signal réfléchi est la somme d'un grand nombre de signaux provenant de réflecteurs élémentaires constituant la surface de la cible, ce modèle est le plus utilisé pour représenter la plupart des clutter. Le signal réfléchi suit une loi de probabilité de Rayleigh après le passage par un détecteur quadratique dont l'amplitude de la densité de probabilité de X s'écrit [6]:

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

b : un facteur d'échelle.

2)- Modèle de Weibull :

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

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



b: paramètre d'échelle.

c: paramètre de forme.

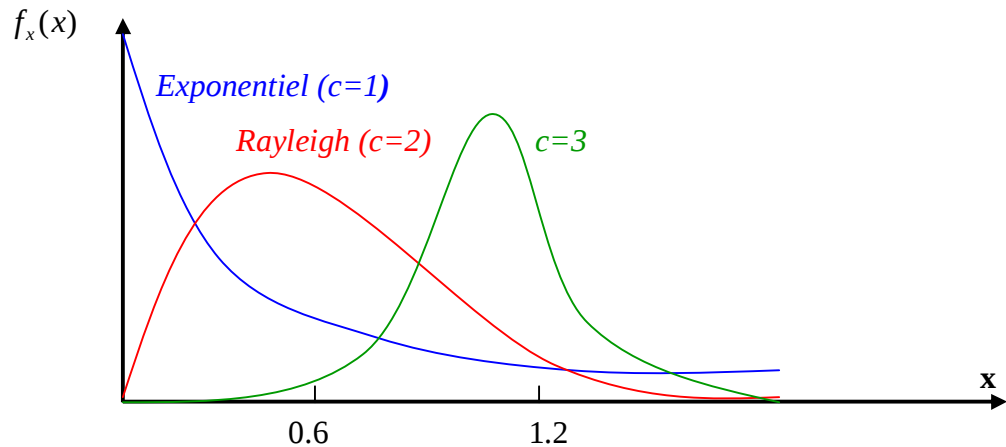


Fig I.17 : Fonction densité de probabilité Weibull.

Remarque :

Le modèle de Rayleigh est un cas particulier de la distribution de Weibull avec un facteur de forme C égale 2 [3].

3)- Modèle K distribué :

Ce modèle est capable de modéliser aussi bien le clutter de sol que le clutter de mer. La variable aléatoire X a une fonction densité de probabilité définie par :

$$p(x) = \frac{4}{b\Gamma(v)} \left(\frac{x}{b}\right)^v K_{v-1}\left(\frac{2}{b}x\right); x \geq 0 \quad (\text{I} - 23)$$

b: paramètre d'échelle.

V: paramètre de forme.

Γ : fonction gamma.

$K_v(x)$: la fonction de Bessel modifiée [3].

4)- Distribution chi square:

La distribution de chi-square est une fonction de distribution importante. Elle peut être considérée comme un cas spécial de la distribution gamma. On peut dire qu'une variable aléatoire X a une distribution chi-square avec n degrés de liberté lorsque sa fonction densité de probabilité est donnée par la forme :

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{n/2} \Gamma(n/2)} x^{(n/2)-1} e^{-x/2}, & x \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I} - 24)$$



5)- Clutter de mer :

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

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

6)- Clutter de terre :

Le type et les propriétés du terrain jouent un rôle important dans la nature de l'écho. La distribution de ce terrain peut être soit homogène telle que le désert ou peut être décrite par une distribution Rayleigh [6].

7)- Clutter atmosphérique :

La plus part des clutters météorologiques suivent une distribution Rayleigh. En basse fréquence, le clutter météorologique n'a pas d'effet significatif sur la détection, mais en haute fréquence, il peut constituer un masque pour l'opérateur radar pour lequel la tâche principale est de détecter les avions et les bateaux [6].

I.II- GENERALITES SUR LA DETECTION CFAR

I.II.1 INTRODUCTION :

Dans la vie quotidienne, on doit toujours prendre des décisions. De même pour les problèmes de la détection du signal radar, nous devons prendre la décision de l'existence ou de l'absence des cibles grâce à l'observation du signal retourné. Le processus que le récepteur entreprend en choisissant une règle de décision est classé sous le nom de la théorie de la détection du signal [3].

Dans un radar, le signal utile est toujours accompagné de bruit pour de nombreuses raisons et, en particulier, en fonction du niveau de brouillage reçu. Si le niveau du bruit présente des variations assez lentes, on peut modifier lentement le seuil pour maintenir la probabilité de fausse alarme constante, mais ceci devient très difficile lorsque les variations du niveau de bruit sont rapides.

Actuellement on utilise des récepteurs (CFAR) « Constant False Alarm Rate », ce qui signifie une détection à taux de fausse alarme constante: « Taux à Fausse Alarme Constante » (TFAC) [1].



I.II.2 THEORIE DE LA DETECTION :

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou pas de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est de comparer le signal reçu à un seuil de décision [6].

Ce problème se formalise généralement par un test d'hypothèses binaires. La première hypothèse nulle H_0 représente un zéro (absence) où le signal reçu est constitué de bruit seulement, et l'hypothèse H_1 représente un 1 (présence) où le signal reçu provient des échos de la cible additionnés au bruit.

$$\begin{cases} H_0 : y(t) = n(t) \\ H_1 : y(t) = s(t) + n(t) \end{cases} \quad (I-24)$$

Chaque hypothèse correspond à une ou plusieurs observations qui sont représentées par des variables aléatoires. Basé sur les valeurs d'observation de ces variables aléatoires, l'ensemble des valeurs que la variable aléatoire X prend constitue l'espace d'observation Z . Cet espace d'observation est divisé en deux régions Z_0 et Z_1 .

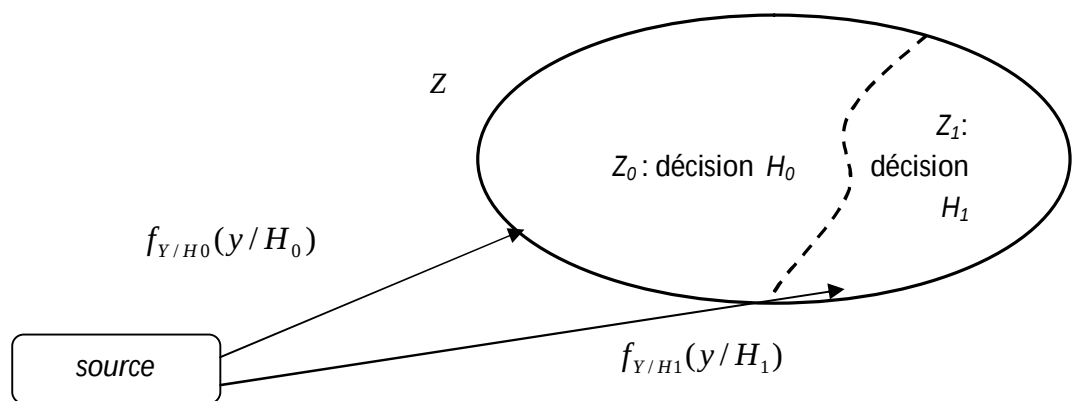


Fig I.18 : Les régions de décision.

Les fonctions densité de probabilités de Y correspondant à chaque hypothèse sont alors notée $f_{Y/H0}(y/H_0)$ et $f_{Y/H1}(y/H_1)$.

On note que les deux hypothèses précédentes donne quatre cas probabilistes possibles [3]:

- 1- Décidez H_0 quand H_0 est vrai.
- 2- Décidez H_0 quand H_1 est vrai.
- 3- Décidez H_1 quand H_0 est vrai.
- 4- Décidez H_1 quand H_1 est vrai.

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

- ✗ Décider H_0 alors que H_1 est vraie. Dans ce cas, on parle de non-détection, avec la probabilité $p(D_0 / H_1) = 1 - p(D_1 / H_1) = 1 - p_D$ où P_D représente la probabilité de détection;



- ✗ Décider H_1 alors que H_0 est vraie. Dans ce cas, on parle de fausse alarme, avec la probabilité $p(D_1 / H_0)$.

Dans la pratique, il est très difficile d'éviter totalement ces erreurs, à moins de connaître parfaitement la statistique de l'environnement du radar ainsi que la nature de la cible a détectée [8].

1.1.3 CRITERES DE DECISION :

1- Critère de Bayes :

En utilisant le critère de Bayes, deux suppositions sont faites. Premièrement, les probabilités d'occurrence des deux décisions sont a priori connues $P(H_0)$ et $P(H_1)$. $P(H_0)$ est la probabilité d'occurrence pour l'hypothèse H_0 , et $P(H_1)$ est la probabilité d'occurrence pour l'hypothèse H_1 .

On peut noter les probabilités a priori $P(H_0)$ et $P(H_1)$ par P_0 et P_1 respectivement, avec:

$$P_0 + P_1 = 1 \quad (I-25)$$

La deuxième supposition est qu'un coût C_{ij} est assigné à chaque décision possible (D_i, H_j) avec les conditions :

$$C_{ii} < C_{ij} \quad \forall i \neq j \quad (I-26)$$

Le but du critère de Bayes est de déterminer la règle de décision qui mène à un coût moyen minimum. La fonction coût de Bayes, appelé aussi fonction risque, $R=E(c)$ est donnée par :

$$R = E(C) = \sum_{j=0}^1 \sum_{i=0}^1 C_{ij} P(D_i, H_j) \quad (I-27)$$

A partir de la règle de Bayes :

$$P(D_i, H_j) = P(D_i / H_j) * P(H_j) \quad (I-28)$$

$$R = P_0 C_{00} P(D_0 / H_0) + P_1 C_{01} P(D_0 / H_1) + P_0 C_{10} P(D_1 / H_0) + P_1 C_{11} P(D_1 / H_1) \quad (I-29)$$

Les probabilités conditionnelles $P(D_i / H_j)$; $i, j=0,1$ en fonction des régions d'observation sont: $P(D_i / H_j) = P\{\text{décider } D_i / H_j \text{ est vraie}\} = \int_{Z_i} f_{X/H_j}(x / H_j) dx \quad (I-30)$

$$R = P_0 C_{10} + P_1 C_{11} + \int_{Z_0} \{P_1 (C_{01} - C_{11}) f_{X/H_1}(x / H_1) - P_0 (C_{10} - C_{00}) f_{X/H_0}(x / H_0)\} dx \quad (I-31)$$

Nous observons que la quantité $P_0 C_{10} + P_1 C_{11}$ est constante, indépendamment de la façon dont nous assignons les points dans l'espace d'observation.

En conséquence, le risque est réduit au minimum en choisissant la région de décision Z_0 , pour inclure seulement les points de Y , pour lesquels la deuxième limite est plus grande [3].



$$\Lambda(X) = \frac{f_{X/H_1}(x/H_1)}{f_{X/H_0}(x/H_0)} \underset{<_{H_0}}{>_{H_1}} \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \quad (\text{I} - 32)$$

Où : $\Lambda(X)$: est le rapport de vraisemblance.

$\eta = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})}$: est le seuil de décision.

2-Critère de Neyman-Person :

Pour construire le test de Bayes, à partir du coût moyen d'une décision, il est nécessaire de connaître les probabilités *a priori* P_i , qui déterminent la valeur du seuil auquel le rapport de vraisemblance sera comparé. Dans la plupart des applications, ces valeurs ne sont pas connues, et on ne peut pas appliquer l'approche de Bayes, où encore, même si elles sont connues, le critère ajusté au problème n'est pas obtenu à cause de ce qui se passe pour tout l'ensemble des situations possibles. Les tests de Neyman-Person constituent, dans ces cas, une approche alternative.

Dans ce critère, les probabilités à priori ainsi que les coûts associés à chaque décision sont connus. Le test de Neyman-Person suppose que la P_{fa} est fixée à une valeur α désirée, tandis que la probabilité de détection est maximisée. Du fait que $P_m = (1 - P_d)$, donc maximiser P_d revient à minimiser P_m . Alors on peut former la fonction objective J comme suit [2] :

$$J(\lambda) = P_m + \lambda(P_{fa} - \alpha) \quad (\text{I} - 33)$$

Où: $\lambda(\lambda \geq 0)$ est le multiplicateur de Lagrange. On note que pour un espace d'observation Z donné, il y a plusieurs régions de décision Z_1 pour lesquelles $P_{fa} = \alpha$.

Donc le problème est de déterminer ces régions de décision pour lesquelles P_m est minimale.

En conséquence, nous récrivons la fonction objective J en termes des régions de décisions pour obtenir:

$$J(\lambda) = \int_{Z_1} f_{X/H_1}(x/H_1) dx + \lambda \left[\int_{Z_1} f_{X/H_0}(x/H_0) dx - \alpha \right] \quad (\text{I} - 34)$$

$$\text{Puisque: } Z = Z_0 \cup Z_1 \quad (\text{I} - 35)$$

Donc l'équation (I - 29) devient :

$$J(\lambda) = \lambda(1 - \alpha) + \int_{Z_0} [f_{X/H_1}(x/H_1) - \lambda f_{X/H_0}(x/H_0)] dx \quad (\text{I} - 36)$$



J est réduit au minimum quand les valeurs pour lesquelles $f_{X/H_1}(x/H_1) > f_{X/H_0}(x/H_0)$ sont assigné à la région Z_1 de décision [3]. La solution de l'inégalité est:

$$\frac{f_{X/H_1}(x/H_1)}{f_{X/H_0}(x/H_0)} < \lambda \quad (I-32)$$

Et nous pouvons donner la règle de décision :

$$\Lambda(X) = \frac{f_{X/H_1}(x/H_1)}{f_{X/H_0}(x/H_0)} \underset{<_{H_0}}{\overset{>_{H_1}}{}} \lambda \quad (I-33)$$

$f_{X/H_0}(x/H_0)$ représente la probabilité conditionnelle de X sous l'hypothèse H_0 .

Où λ est choisi de telle façon à satisfaire la contrainte [2].

$$Pfa = \int_{\lambda}^{\infty} f_{X_0/H_0}(x/H_0) dx = \alpha \quad (I-34)$$

I.II.4 LE DETECTEUR CFAR :

La probabilité de fausse alarme est très sensible aux changements de la variation de la puissance du bruit, c'est pour cette raison que l'utilisation d'un seuil fixe à la détection classique n'est pas applicable. Une augmentation de la probabilité de fausse alarme d'un facteur de l'ordre de 10^{-4} est provoquée à cause d'une petite augmentation dans la puissance du bruit de l'ordre de 3 dB comme il est montré dans la figure suivante [2].

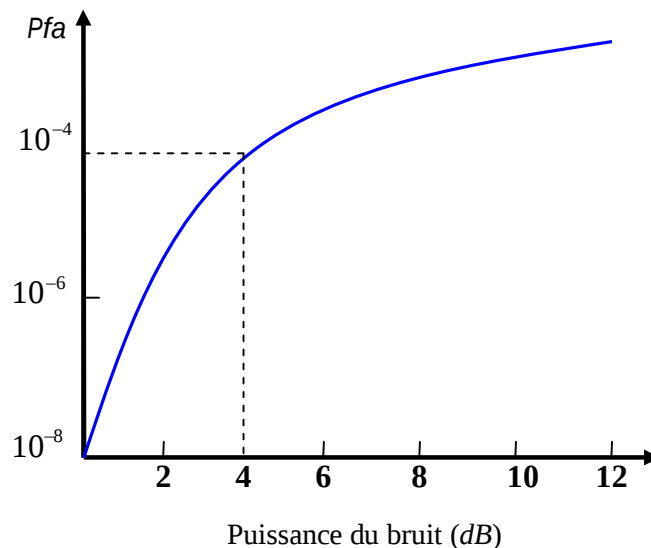


Fig I.19 : Effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la probabilité de fausse alarme.



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

Cellules
de références

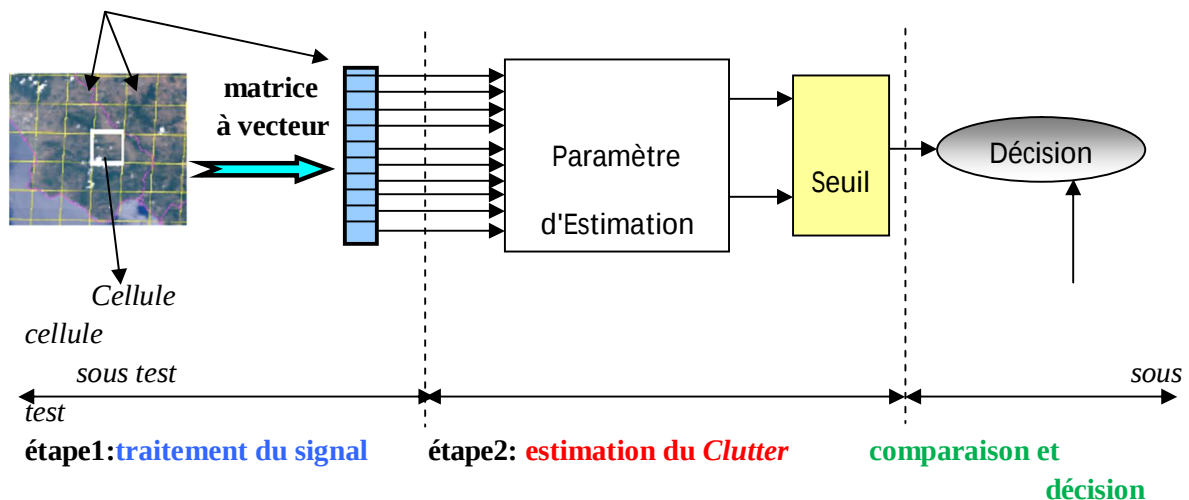


Fig I.20 : Schéma d'un détecteur CFAR.

La "cellule sous test " est la cellule centrale, elle comporte le signal à détecter. Deux fenêtres regroupant des cellules dites "de références" qui servent à estimer la puissance du clutter, sont placées de part et d'autre de la cellule de test, celle à droite est désignée par la lettre U; et l'autre à gauche par la lettre V. Pour des raisons de sécurité, les "cellules de garde" sont des cellules voisines à la cellule sous test, utilisées pour éviter tout débordement du signal mais qui ne sont pas incluses dans la procédure d'estimation [2].

I.1.5 LES DIFFERENTS TYPES DES DETECTEURS CFAR:

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

1)-Le détecteur CA-CFAR :

Le premier détecteur *CA-CFAR* (*Cell Averaging*) qui a été proposé par Finn et Johnson est illustré dans la Figure (I.20). Les échantillons à la sortie du détecteur quadratique passent dans un registre formé par un ensemble de cellules de références. Le niveau du clutter est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons dans les fenêtres de références.

Il existe plusieurs variantes du détecteur CA-CFAR pour lesquelles on prend soit le maximum soit le minimum des deux fenêtres, on trouve alors :



a)-Le détecteur GO-CFAR :

Le détecteur GO-CFAR (*Greatest of*) a été proposé par Hansen et sawyers. Ce détecteur utilise le maximum des sommes des sorties des deux fenêtres du CA-CFAR.

b)-Le détecteur SO-CFAR :

Le détecteur SO-CFAR (*Smallest of*) utilise le minimum des sommes des sorties des deux fenêtres. Ce détecteur a été proposé par Trunk.

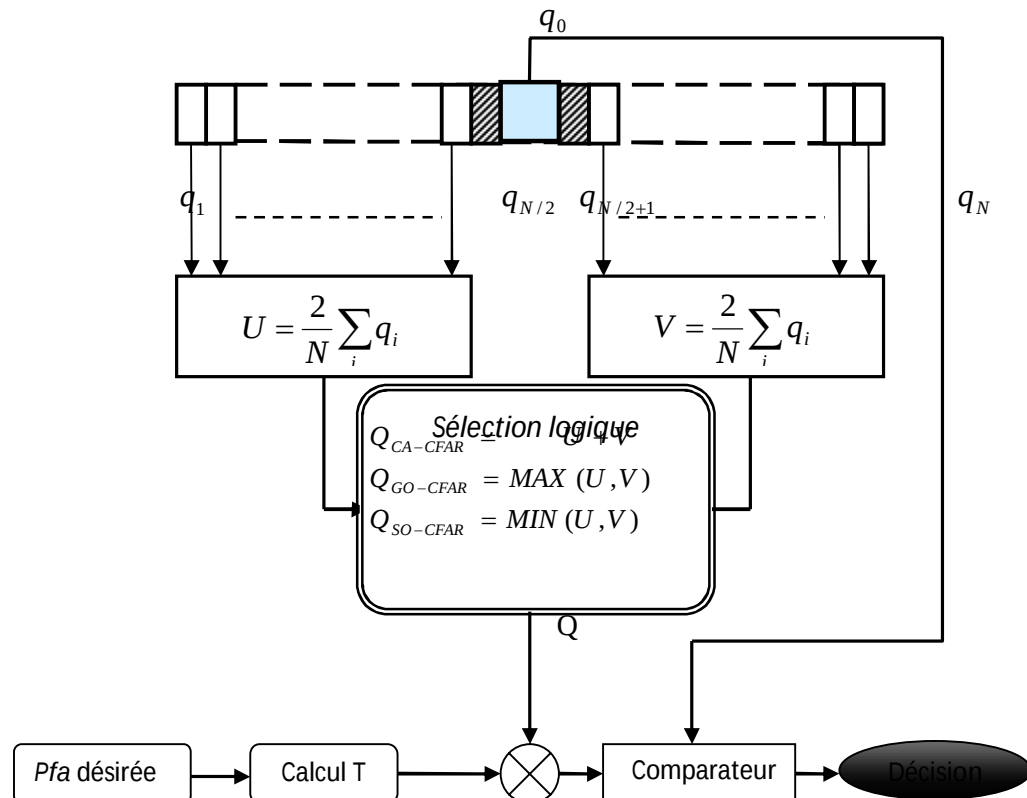


Fig I.21 : Détecteurs CA, GO et SO-CFAR.

2)-Le détecteur OS CFAR :

Rohling a proposé le détecteur OS-CFAR (*Order static's*), pour lequel les échantillons des cellules de références sont ordonnés d'une façon croissante et la puissance du bruit est prise égale au $K^{\text{ième}}$ échantillon. Ce rang est choisi de manière à maximiser la probabilité de détection.

3)-Le détecteur CMLD :

Rickard et Dillard ont proposé le CMLD (*Censored Mean Level Detector*), afin d'éliminer les échantillons supérieures à l'échantillon K et de faire l'estimation à base les échantillons restants [2].

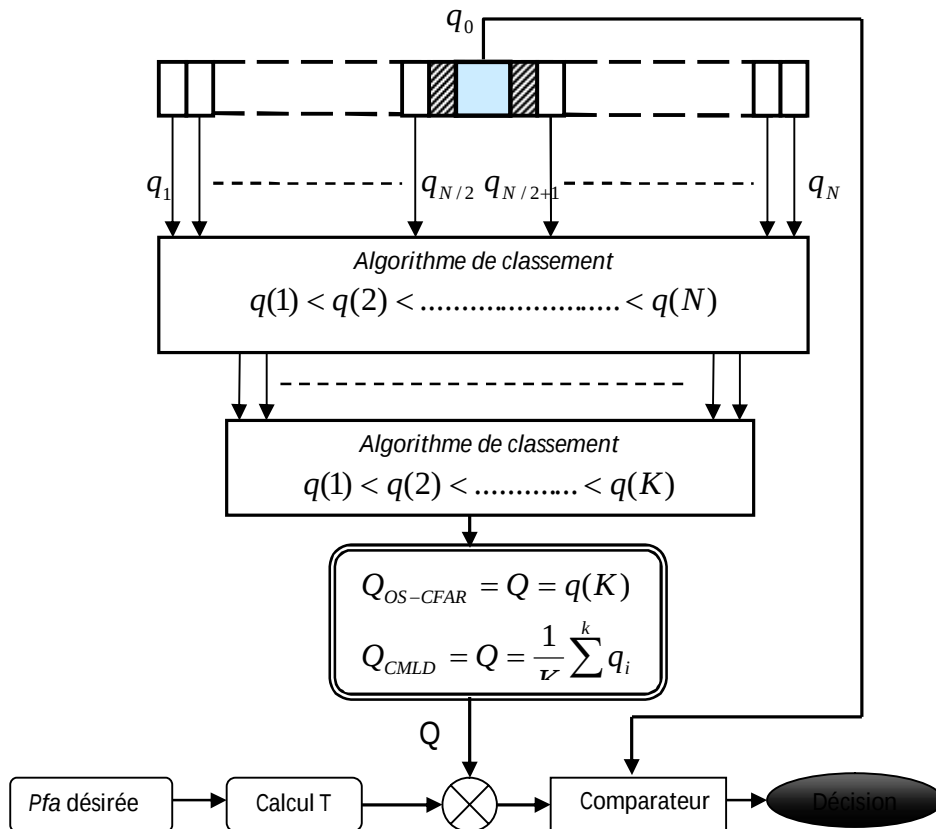
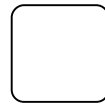
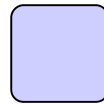
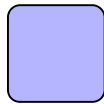
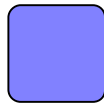
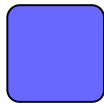
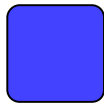
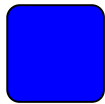


Fig I.22 : Détecteurs CMLD et OS-CFAR.

I.III. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons étudié, le principe de fonctionnement du system radar, ses différents composants et les types de radars utilisés dans différents environnements. Plusieurs méthodes de détection des cibles ont été proposées ici ainsi que les problèmes rencontrés et les difficultés liées à la furtivité, la fluctuation des cibles et la présence du clutter. Généralement la connaissance de l'environnement est un paramètre essentiel pour faire la détection. Il est à noter que le critère le plus utilisé est celui de Neyman-Person qui consiste à maximiser la probabilité de détection en fixant la probabilité de fausse alarme pfa à une valeur désirée. Ce critère est lié à la détection CFAR qui a fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

Actuellement, plusieurs détecteurs ont été proposés pour estimer le niveau du bruit, qui présente un critère important pour la qualité de la détection. A la fin de ce chapitre plusieurs types de détecteur ont été proposés et leurs différents avantages et inconvénients ont été exposés.



Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité

Chanit II



ANALYSE DES
DÉTECTEURS CA, OS
ET ML-CFAR



II.1. INTRODUCTION :

Dans la détection automatique du radar, le problème essentiel est la présence du bruit et du clutter dans l'environnement dans le quel est faite cette détection. En plus les paramètres statistiques liés au bruit sont généralement inconnus.

Dans ce chapitre nous allons analyser la détection CFAR pour les détecteurs CA-CFAR, OS-CFAR et ML-CFAR dans un environnement où les échantillons du bruit total (bruit+clutter) sont statistiquement indépendants et identiquement distribués. Dans un environnement réel, les échantillons du bruit ne sont pas tous identiquement distribués (environnement non homogène), ceci est dû à la présence d'échos parasites dont les origines sont des cibles d'interférences c'est-à-dire des cibles qui ne sont pas concernées par la détection [6].

L'objectif de ce travail est l'étude du cas du clutter de mer, où les échantillons (cellules) sont distribués suivant une distribution Weibull.

II.2. LA DISTRIBUTION WEIBULL :

La fonction densité de probabilité Weibull est la fonction la plus adaptée pour représenter les clutter de mer et de terre à angle de rasage bas ou dans des situations de haute résolution. La fonction densité de probabilité du Weibull est une distribution à deux paramètres et pour laquelle la distribution Rayleigh est un cas spécial.

Notre étude traite cette situation et suppose que le milieu peut être décrit par une fonction densité de probabilité Weibull.

$$p(x) = \frac{C}{B} \left(\frac{x}{B} \right)^{C-1} \exp \left[- \left(\frac{x}{B} \right)^C \right], \quad x \geq 0; \quad C \geq 0; \quad B \geq 0 \quad (\text{II} - 1)$$

Où :

x : La variable aléatoire.

B : Le paramètre d'échelle.

C : Le paramètre de forme.



II.3. ANALYSE DU DETECTEUR CA-CFAR :

La méthode d'estimation du bruit dans ce détecteur consiste à faire la moyenne arithmétique de l'ensemble des cellules de référence.

Si l'on considère que le bruit présente une forme Weibull et que les amplitudes sont identiques et indépendants, alors le détecteur quadratique dépend en X^2 et la fonction densité de probabilité est donnée par l'équation suivante:

$$P(z) = \frac{C}{2} . z^{\frac{C}{2}-1} . \exp(-z^{\frac{C}{2}}) \quad (\text{II} - 2)$$

En utilisant l'équation suivante:

$$p_N(x) = \frac{r.CB^N}{\Gamma(N)} (r.x)^{NC-1} \exp(-B(r.x)^C) \quad (\text{II} - 3)$$

Nous pourrions déterminer le seuil T utilisé dans le CA-CFAR par l'intégrale suivante:

$$Pfa = \int_0^{\infty} P(X_0 \geq TX) p_N(X) dx = \int_0^{\infty} \exp[-b(Tx)^C] p_N(x) dx \quad (\text{II} - 4)$$

La probabilité de fausse alarme est définie par:

$$Pfa = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{T}{r}\right)^{C/2}\right]^N} \quad (\text{II} - 5) \text{ Tel}$$

que:

$$r = \frac{\Gamma\left(N + \frac{2}{C}\right)}{N.\Gamma(N).\Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \quad (\text{II} - 6)$$

Dans le cas où C est égale à 2, l'expression de la Pfa seras donnée par:

$$Pfa = \frac{1}{[1 + T]^N} \quad (\text{II} - 7)$$

Le facteur multiplicatif T utilisé pour satisfaire la probabilité de fausse alarme est alors donné par:



$$T = \frac{[Pfa^{-1/N} - 1]^{2/C} \cdot \Gamma\left(N + \frac{2}{C}\right)}{N \cdot \Gamma(N) \cdot \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \quad (\text{II} - 8)$$

Le seuil T_z peut être écrit sous la forme :

$$T_z = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N q_i \cdot T \quad (\text{II} - 9)$$

- **L'estimateur "Optimal Weibull" :**

L'estimateur "OW" a été proposé par Anastassopoulos et Lampropoulos [9]. Cet estimateur est dérivé à travers la distribution d'une nouvelle variable t définie comme,

$$t = \xi \cdot \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^C \right]^{1/C} \quad (\text{II} - 10)$$

Où:

$$\xi = \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right) \quad (\text{II} - 11)$$

Sa probabilité de fausse alarme est donnée par:

$$Pfa = \left[1 + \frac{(T_{ow} \cdot \xi)^{C/2}}{N} \right]^{-N} \quad (\text{II} - 12)$$

Alors, le facteur multiplicatif T_{ow} est donné par:

$$T_{ow} = \frac{[N(Pfa^{-1/N} - 1)]^{2/C}}{\Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \quad (\text{II} - 13)$$

Les équations précédentes montrent clairement que l'estimateur varie en fonction du nombre de cellules N , la probabilité de fausse alarme Pfa , le facteur multiplicatif T_{ow} et le paramètre de forme C .

Le seuil T_z peut être écrit sous la forme :

$$T_z = t \cdot T_{ow} \quad (\text{II} - 14)$$



II.4. ANALYSE DU DETECTEUR OS-CFAR :

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

$$X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_N \quad (\text{II} - 15)$$

Du fait que le détecteur quadratique dépend en X^2 , pour cela on considère que le paramètre d'échelle de Weibull B est égal à 1,

Donc:

$$z = \left(\frac{X}{B} \right)^2 = X^2 \quad (\text{II} - 16)$$

Et la fonction de probabilité :

$$P(z) = \frac{C}{2} \cdot z^{\frac{C}{2}-1} \cdot \exp\left(-z^{\frac{C}{2}}\right) \quad (\text{II} - 17)$$

Le seuil T_z est donné par:

$$T_z = \alpha \cdot z_k \quad (\text{II} - 18)$$

Pour des échantillons d'amplitude X_i sont indépendants, identiquement distribué (IID) avec une fonction densité de probabilité de Rayleigh, Rohling a montré que la relation entre la fausse alarme et le facteur d'échelle est donnée par [10]:

$$Pfa = \frac{N!(\alpha + N - K)!}{(N - K)!(\alpha + N)!} \quad (\text{II} - 19)$$

On supposant des échantillons d'amplitude pour un milieu décrit par un (IID), et X est la variable aléatoire avec une *PDF* Weibull donnée par l'équation (II - 17). Alors en choisissant le paramètre de forme $C=2$, la fonction densité de probabilité Weibull se réduit à une fonction densité de probabilité Rayleigh.

La figure suivante montre la Pfa représentée comme une fonction de C quand le facteur d'échelle a été mis pour une $Pfa=10^{-5}$.

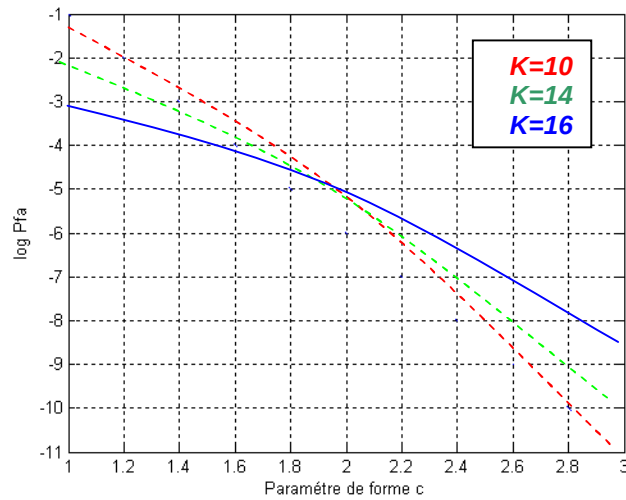


Fig II.1 : Le paramètre de forme en fonction de log Pfa.
La valeur nominale $Pfa=10^{-5}$ et $C=2$.

On peut utiliser l'analyse de *Rohling*, en faisant une substitution supplémentaire et définir la variable aléatoire y :

$$y = z^{C/2} \quad (\text{II} - 20)$$

la PDF exponentiel pour laquelle *Rohling* a exécuté son analyse est :

$$P(y) = \exp(-y) \quad (\text{II} - 21)$$

Le seuil pour y :

$$T_y = \alpha \cdot y_k \quad (\text{II} - 22)$$

Où :

$$T_z = T_y^{2/C} \quad (\text{II} - 23)$$

La probabilité de fausse alarme est alors définie par:

$$Pfa = \int_0^\infty \left[\int_{\alpha \cdot Z(K)}^\infty -\left[\exp(-z^{C/2})\right] dz \right] p(z_{(K)}) dz_{(K)} \quad (\text{II} - 24)$$



Après le calcul de l'intégral, la probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$Pfa = \frac{N!}{(N-K)!} \frac{(\alpha^{C/2} + N - K)!}{(\alpha^{C/2} + N)!} \quad (\text{II} - 25)$$

Cette relation est obtenue de la même manière que la probabilité de détection en posant $S=0$.

Tel que S ou SCR est le rapport signal sur clutter.

$$Pd = \frac{N!}{(N-K)!} \cdot \frac{\left(\frac{\alpha^{C/2}}{1+S} + N - K \right)!}{\left(\frac{\alpha^{C/2}}{1+S} + N \right)!} \quad (\text{II} - 26)$$

On peut écrire les deux équations précédentes comme suit:

La probabilité de détection :

$$Pd = \prod_{i=0}^{K-1} \frac{N-i}{N-i + \frac{\alpha^{C/2}}{1+S}} \quad (\text{II} - 27)$$

La probabilité de fausse alarme :

$$Pfa = \prod_{i=0}^{K-1} \frac{N-i}{N-i + \alpha^{C/2}} \quad (\text{II} - 28)$$

Ce qui nous permettons d'étudier la sensibilité de l'algorithme de l'OS-CFAR original aux changements du paramètre de forme.

1)- Le premier cas (C connu) :

Dans ce cas, le seuil de détection est donné par:

$$T_z = T \cdot z_{(K)} \quad (\text{II} - 29)$$

Où:

$$T = \alpha^{2/C} \quad (\text{II} - 30)$$

Et α représente le facteur multiplicatif pour une distribution Rayleigh.



2)- Le deuxième cas (C inconnu) :

Toutes les équations précédentes sont appliquées lorsque le paramètre de forme C est connu. Mais lorsque le paramètre de forme est inconnu, l'analyse sera complètement changée.

Pour cela, nous allons fixés un estimateur de C, $\hat{C}$, pour calculer la probabilité de détection. L'estimateur utilisé est celui de "Dubey" [10].

Cet estimateur propose deux échantillons ordonnés X_i et X_j , tel que :

$$\hat{C} = \frac{\ln[-\ln(1-h_j)] - \ln[-\ln(1-h_i)]}{\ln X_j - \ln X_i} \quad (\text{II} - 31)$$

$$\text{Où:} \quad h_i = \frac{i}{N+1} \quad \text{et} \quad h_j = \frac{j}{N+1} \quad (\text{II} - 32)$$

On remplaçant C par $\hat{C}$ dans l'équation (II - 17) et on pose $K=i$.

Alors le seuil de détection seras donné par:

$$Z_T = z_i \left(\frac{z_j}{z_i} \right)^\beta = z_i^{1-\beta} \cdot z_j^\beta \quad (\text{II} - 33)$$

Où:

$$\beta = \frac{\ln \alpha_i}{\ln[-\ln(1-h_j)] - \ln[-\ln(1-h_i)]} \quad (\text{II} - 34)$$

II.5. ANALYSE DU DETECTEUR ML-CFAR :

Pour les détecteurs CFAR dans un clutter Weibull suggérés précédemment, le seuil adaptative a été basé efficacement sur l'estimation du paramètre d'échelle et le paramètre de forme en utilisant soit les moments ou les statistiques d'ordre. Les deux techniques exposent l'étendue de la perte du CFAR (CFAR loss). Il a aussi été montré que la perte est en rapport avec la variance des paramètres estimés. Pour réduire la variance, et par conséquent la perte CFAR, un algorithme CFAR dans lequel les paramètres sont estimés en utilisant le Maximum de vraisemblance (Maximum-Likelihood).



L'algorithme de l'ML-CFAR est plus coûteux en temps de calcul que les deux autres approches; Cependant, les processeurs modernes peuvent être capables de manipuler un traitement supplémentaire, même s'il n'a pas rendu effectif, les performances exceptées du *ML* que l'algorithme peut servir comme une référence comparative pour les algorithmes plus simples.

Par la suite nous développerons l'algorithme *ML-CFAR* et analyserons sa performance, en commençant avec le cas simple dans lequel le paramètre de forme est connu, et passer aux cas dans lesquels les deux paramètres sont inconnus. Pour le cas général nous montrons que le seuil du *ML-CFAR* peut être effectif comme c'est montré sur la figure suivante:

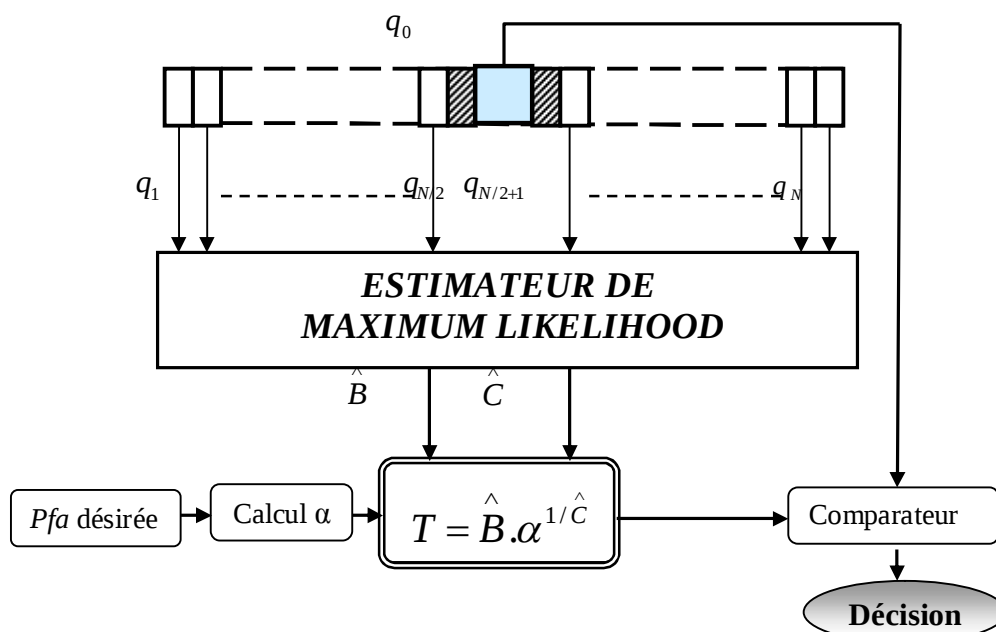


Fig II.2 : Le détecteur ML-CFAR.

En prenant le seuil adaptatif suivant la formule:

$$T = \hat{B} \cdot \alpha^{1/\hat{C}} \quad (\text{II} - 35)$$

Dans le cas du *ML*, *B* et *C* sont estimés à partir des *N* échantillons

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (\text{II} - 36)$$



D'une façon itérative, on peut estimer $\hat{C}$ à partir de l'équation:

$$\frac{\sum_{j=1}^N x_j^{\hat{C}} \ln x_j}{\sum_{j=1}^N x_j^{\hat{C}}} - \frac{1}{\hat{C}} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \ln x_j \quad (\text{II} - 37)$$

Le $\hat{C}$ est utilisé alors pour obtenir $\hat{B}$ d'après l'équation:

$$\hat{B} = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j^{\hat{C}} \right)^{1/\hat{C}} \quad (\text{II} - 38)$$

Le coefficient α est une fonction du nombre d'échantillons de référence N et de la probabilité de fausse alarme désirée. α est indépendant des paramètres B et C .

La probabilité de détection sera développée pour le cas d'une cible fluctuante avec une PDF Rayleigh pour les deux types de cibles Swerling1 et Swerling2.

Dans ce cas, une tentative de calculer Pd directement en utilisant la PDF exacte de la CUT, résulte en une intégrale triple qui est difficile à évaluer numériquement, on cherche par conséquent alors une approximation qui est facile à calculer.

Nous notons que quand le SCR est haut, la contribution du SCR dans la CUT est faible, et la PDF exacte de cette contribution n'est pas très importante. Nous supposons par conséquent que la CUT contient une cible Rayleigh et un clutter Rayleigh avec la même moyenne d'énergie comme le clutter Weibull dans les cellules de références. Cette approximation devient exacte lorsque les cellules de références présentent aussi une PDF Rayleigh.

1)- ML-CFAR avec un paramètre de forme C connu :

On commence notre analyse avec le cas le plus simple dans lequel le paramètre de forme est connu, et on montre alors que α peut être exprimé explicitement relativement à N , Pfa et C connu.

Le bruit de fond est représentée par un ensemble de N échantillons qui sont statistiquement indépendants et identiquement distribués (IID), $x_1, x_2, \dots, x_n$, avec une fonction densité de probabilité Weibull (PDF), un paramètre de forme C connu, et un paramètre d'échelle B inconnu.



Pour le cas $C=2$, la PDF devient de forme Rayleigh, pour laquelle il a été montré que l'estimateur du Maximum-likelihood de B est:

$$\hat{B} = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j^2 \right)^{1/2} \quad (\text{II} - 39)$$

Avec un seuil de la forme:

$$T(x) = \alpha \cdot \hat{B} \quad (\text{II} - 40)$$

La probabilité de fausse alarme est alors:

$$Pfa = \left(1 + \frac{\alpha^2}{N} \right)^{-N} \quad (\text{II} - 41)$$

Nous utiliserons la même procédure pour déterminer le seuil, avec B estimé, quand C est connu mais n'est pas nécessairement égal à 2. La référence [9] montre que pour un tel cas l'estimateur *ML-CFAR* est donné par :

$$\hat{B} = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j^C \right)^{1/C} \quad (\text{II} - 42)$$

Et un seuil T égale:

$$T(x) = \alpha \cdot \hat{B} = \alpha \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j^C \right)^{1/C} \quad (\text{II} - 43)$$

Une fausse alarme se présente lorsque la valeur dans la cellule sous test (CUT) dépasse le seuil, en mettant :

$$Pfa = \int_0^{\infty} P[CUT > T(x)] f_x(x) dx \quad (\text{II} - 44)$$

Le premier terme dans l'intégral est:

$$P(CUT > T) = \int_t^{\infty} f(x) dx \quad (\text{II} - 45)$$



$$P(CUT > T) = \int_t^{\infty} \frac{Cx^{C-1}}{B^C} \exp\left[-\left(\frac{x}{B}\right)^C\right] dx \quad (II-46)$$

$$P(CUT > T) = \exp\left[-\left(\frac{T}{B}\right)^C\right] \quad (II-47)$$

On remplace le seuil de l'équation (II-43) dans l'équation (II-47) nous obtenons, pour le premier terme dans l'intégrale :

$$P(CUT > T) = \exp\left[-\frac{\alpha^C}{N} \sum_{j=1}^N \left(\frac{x_j}{B}\right)^C\right] \quad (II-48)$$

Le deuxième terme dans l'intégrale de l'équation (II-44) est la PDF commune pour N cellules est :

$$f_x(x) = \prod_{j=1}^N \frac{C}{B} \left(\frac{x_j}{B}\right)^{C-1} \exp\left[-\left(\frac{x_j}{B}\right)^C\right] \quad (II-49)$$

En insérant les équations (II-48) et (II-49) dans l'équation (II-44) nous obtenons:

$$Pfa = \prod_{j=1}^N \int_0^{\infty} \frac{C}{B} \left(\frac{x_j}{B}\right)^{C-1} \cdot \exp\left[-\left(1 + \frac{\alpha^C}{N}\right) \left(\frac{x_j}{B}\right)^C\right] dx_j \quad (II-50)$$

On remplace $y_i = \left(\frac{x_j}{B}\right)^C$ nous obtenons:

$$Pfa = \prod_{j=1}^N \int_0^{\infty} \exp\left[-\left(1 + \frac{\alpha^C}{N}\right) y_i\right] dy_i \quad (II-51)$$

Ce qui donne:

$$Pfa = \left(1 + \frac{\alpha^C}{N}\right)^{-N} \quad (II-52)$$

L'équation (II-52) indique que l'algorithme est en effet CFAR, puisque la probabilité de fausse alarme est indépendante de B. On remplace l'équation (II-52) dans l'équation (II-43), on obtient le seuil dans une expression simple.



$$T(x) = \left[(Pfa^{-1/N} - 1) \sum_{j=1}^N x_j^C \right]^{1/C} \quad (\text{II} - 53)$$

L'analyse précédente suppose un détecteur linéaire où la variable aléatoire x est distribuée avec une distribution Weibull pour un paramètre de forme C . Par contre pour un détecteur quadratique la variable aléatoire $y = x^2$ est aussi Weibull, avec un paramètre de forme égale $C/2$. Le seuil deviendra alors [11]:

$$T(y) = \left[(Pfa^{-1/N} - 1) \sum_{j=1}^N y_j^{C/2} \right]^{2/C} \quad (\text{II} - 54)$$

Quand le paramètre de forme C est connu, le seuil est basé sur l'estimation du paramètre d'échelle, comme dans l'équation (II - 43). La probabilité de détection sera par conséquent :

$$Pd = \int_0^{\infty} P(CUT > \alpha B) f_B(B) dB \quad (\text{II} - 55)$$

Où $f_B(B)$ est la PDF du ML, donné par :

$$f_B(y) = \left(\frac{N}{B^C} \right)^N \frac{C}{(N-1)!} y^{C.N-1} \exp\left(-\frac{N.y^C}{B^C}\right) \quad (\text{II} - 56)$$

La probabilité de CUT supérieure à un seuil T est donnée par :

$$P(CUT > T) = \int_0^{\infty} f_{CUT}(y) dy \quad (\text{II} - 57)$$

Nous supposons une cible fluctuante avec une PDF Rayleigh, et une puissance moyenne de B_t^2 . Le clutter dans la CUT seront rapprochés par une PDF Rayleigh avec la même puissance moyenne comme celle du clutter Weibull dans les cellules de références.

La puissance moyenne du clutter B_C^2 sera reliée avec le paramètre d'échelle B :

$$B_C^2 = B^2 \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right) \quad (\text{II} - 58)$$



Du fait que la cible et le clutter dans la *CUT* sont Rayleigh distribué, la PDF de la *CUT* sera aussi distribué en Rayleigh.

$$f_{CUT}(y) = \frac{y}{B^2 \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right) + B_t^2} \exp\left[\frac{-y^2}{B^2 \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right) + B_t^2} \right] \quad (\text{II} - 59)$$

On défini le *SCR* par:

$$SCR = \frac{B_t^2}{B^2 \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \quad (\text{II} - 60)$$

En remplaçant l'équation (II – 59) dans l'équation (II – 57), nous obtiendrons :

$$P\left(CUT > \alpha \hat{B}\right) = \exp\left[\frac{-\left(\alpha \hat{B}\right)^2}{B^2 (1 + SCR) \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \right] \quad (\text{II} - 61)$$

Aussi en remplaçant l'équation (II – 56) et (II – 61) dans l'équation (II – 55) nous trouverons *Pd* :

$$Pd = \int_0^\infty \exp\left[\frac{-(\alpha \cdot y)^2}{B^2 (1 + SCR) \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \right] \left(\frac{N}{B^C} \right)^N \cdot \frac{C \cdot y^{CN-1}}{(N-1)!} \exp\left(\frac{-N \cdot y^C}{B^C} \right) dy \quad (\text{II} - 62)$$

Substituer

$$z = \frac{N \cdot y^C}{B^C} \quad (\text{II} - 63)$$

Nous obtenons le résultat pour la probabilité de détection quand $SCR \gg 1$:

$$Pd = \frac{1}{(N-1)!} \int_0^\infty z^{N-1} \exp\left[\frac{-\alpha^2}{(1 + SCR) \Gamma\left(1 + \frac{2}{C}\right)} \left(\frac{z}{N} \right)^{2/C} - z \right] dz \quad (\text{II} - 64)$$



Pour le cas spécial de clutter Rayleigh ($C=2$), cet intégral est résolu explicitement, en le réduisant au résultat connu :

$$Pd = \left(1 + \frac{\alpha^2}{N(1 + SCR)} \right)^{-N} \quad (\text{II} - 65)$$

L'équation (II – 64) est une expression approximative, parce qu'en dépit du fait que le clutter dans les cellules de référence suit une distribution Weibull, la *CUT* est supposée suivre une distribution Rayleigh (avec la même puissance moyenne). Pour vérifier l'exactitude de cette approximation, nous comparons la *Pd* qui utilise l'équation (II – 64) avec la simulation *Monte-Carlo* dans laquelle la *CUT* contient un clutter Weibull (et une cible Rayleigh). Les résultats sont donnés dans la figure II.3.

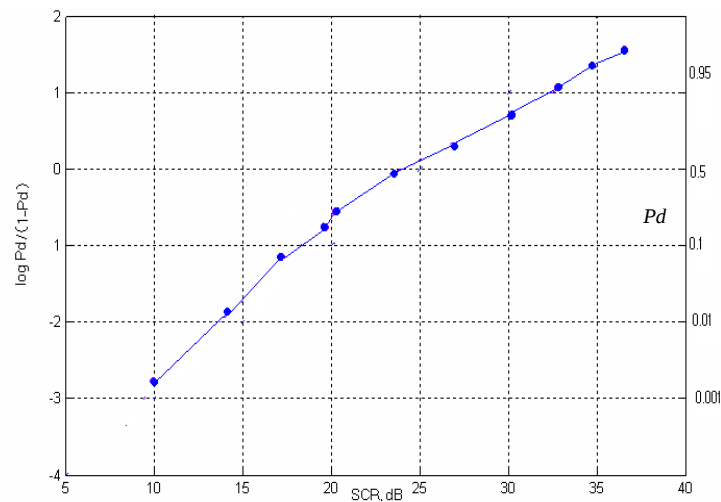


Fig II.3 : La probabilité de détection en fonction de SCR.

$$Pfa=10^{-5} ; C=1; N=16.$$

Cette courbe est une approximation théorique dans laquelle la cellule sous test est supposée contenir une cible plus un bruit de Rayleigh. Les points représentent des résultats de Monte-Carlo dans lesquels la *CUT* contient la cible plus le bruit de distribution Weibull correcte.

Chaque point individuel est obtenu à partir de 1000 itérations de monte-carlo. Pour des faibles *SCR* nous cherchons que la *Pd* réelle soit quelque peu plus élevée que celle prédite par l'équation (II – 64).



2)- ML-CFAR avec un paramètre de forme C inconnu :

Quand le paramètre d'échelle et le paramètre de forme sont inconnus, ils ont besoin d'être estimés simultanément à partir des cellules de référence. Le seuil adaptatif sera basé sur les valeurs estimées $\hat{B}$ et $\hat{C}$. Dans cette section nous dériverons les valeurs estimées $\hat{B}$ et $\hat{C}$, qui assure que le seuil décrit par l'équation (II – 35), est en effet un détecteur CFAR, puis nous discuterons la relation entre le coefficient α et la probabilité de fausse alarme P_{fa} .

• L'estimateur du paramètre de forme C et paramètre d'échelle B :

Pour obtenir l'estimateur ML, nous dérivons le logarithme de la PDF commune $f(x)$ des N cellules de références, par rapport aux paramètres B et C , ensuite on met la dérivée à zéro. L'ensemble d'équations résultant, peut être résolu répétitivement pour obtenir l'estimateur ML de B et C .

Supposons l'indépendance entre les cellules de références, la PDF commune est donnée par :

$$f(x) = \left(\frac{C}{B^C}\right)^N \prod_{j=1}^N \left[x_j^{C-1} \exp\left(-\frac{x_j^C}{B^C}\right) \right] \quad (\text{II} - 66)$$

Pour laquelle nous obtenons :

$$\ln f(x) = N \ln C - N.C \ln B + (C-1) \sum_{j=1}^N \ln x_j - \frac{1}{B^C} \sum_{j=1}^N x_j^C \quad (\text{II} - 67)$$

$$\frac{\partial \ln f(x)}{\partial B} = -\frac{NC}{B} + \frac{C}{B} \sum_{j=1}^N \left(\frac{x_j}{B}\right)^C \quad (\text{II} - 68)$$

$$\frac{\partial \ln f(x)}{\partial C} = \frac{N}{C} - N \ln B + \sum_{j=1}^N \ln x_j - \sum_{j=1}^N \left(\frac{x_j}{B}\right)^C \ln \left(\frac{x_j}{B}\right) \quad (\text{II} - 69)$$

On posant :

$$\frac{\partial \ln f(x)}{\partial B} = 0$$

Nous obtenons :

$$\hat{B}^{\hat{C}} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left(\frac{x_j}{B}\right)^C \quad (\text{II} - 70)$$



De même pour l'équation (II – 69), nous utilisons l'équation (II – 70) :

$$\frac{\sum_{j=1}^N \hat{x}_j^{\hat{C}} \ln x_j}{\sum_{j=1}^N \hat{x}_j^{\hat{C}}} - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \ln x_j = \frac{1}{\hat{C}} \quad (\text{II} - 71)$$

L'équation (II – 71) peut être résolue itérativement pour obtenir $\hat{C}$ qui sera utilisé alors dans l'équation (II – 70) pour obtenir $\hat{B}$.

Pour justifier le choix du seuil comme décrit par l'équation (II – 35), nous notons en premier que quand B et C sont connus exactement dans l'équation (II – 47), la probabilité de fausse alarme est décrite par:

$$Pfa = \exp \left[- \left(\frac{T}{B} \right)^C \right] \quad (\text{II} - 72)$$

Où :

$$T = B(-\ln Pfa)^{1/C} \quad (\text{II} - 73)$$

Par contre lorsque B et C ne sont pas exactement connus, et sont remplacés par leurs valeurs estimées qui ne sont pas sans erreurs; le seuil donné présente une plus grande Pfa qui est prédit par l'équation (II – 72). Pour compenser cela, nous remplaçons $(-\ln Pfa)$ par un paramètre α , lequel peut être vérifié pour déterminer la Pfa désirée. Le seuil est par conséquent présenté par :

$$T = \hat{B} \cdot \alpha^{1/\hat{C}} \quad (\text{II} - 74)$$

Pour un grand nombre de cellules de référence N , et une Pfa relativement élevée, α est légèrement plus élevée que $(-\ln pfa)$.

Une étude dans la référence [9] sur les propriétés des détecteurs CFAR, justifie dans l'appendice A l'approche heuristique qui a mené à l'équation (II – 74);

La technique de simulation donne des résultats entre le facteur α et Pfa pour deux valeurs de N (16 cellules et 32 cellules). Ces résultats sont tracés dans la figure 2.

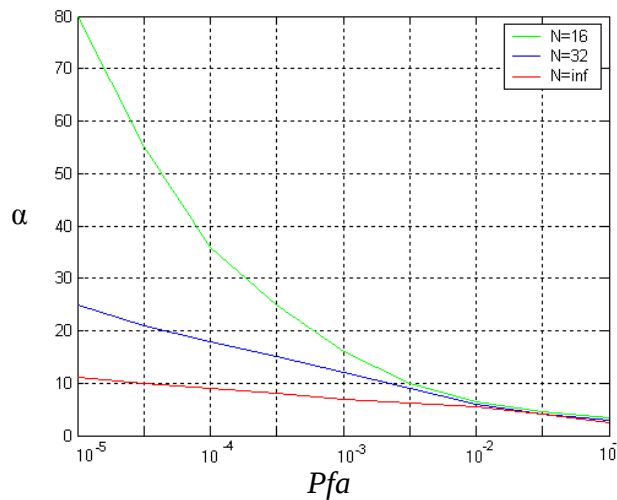


Fig II.4 : Le facteur α en fonction de P_{fa} .

Nous avons aussi ajouté la courbe de $(-\ln P_{fa})$; pour laquelle α converge quand N tend vers l'infini.

Dans La figure II.4, chaque point sur la courbe qui correspond à $N=32$ a été obtenu à partir de 100.000 itérations et chaque point sur la courbe $N=16$ a été obtenu à partir de 50.000 itérations. Les courbes sont obtenues en utilisant l'interpolation linéaire entre les points, sans lissage [11].

II.6. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons défini la distribution Weibull qui représente les clutter de mer à partir de la fonction densité de probabilité PDF. Cette PDF a été développé pour obtenir une fonction des probabilités de fausse alarme P_{fa} , la probabilité de détection P_d et le seuil de détection T pour les détecteurs CA-CFAR, OS-CFAR et ML-CFAR. La fonction P_{fa} correspond généralement à un paramètre de forme C qui varie et cette variation permet de faire l'analyse pour deux cas, le premier concerne le cas où le paramètre de forme C est connu et l'autre, le cas où le paramètre de forme C est inconnu (estimé). L'analyse utilisée dans ce chapitre a permis de trouver les différentes formules du seuil de détection afin de permettre la simulation de la détection pour les différents types de détecteurs présentés précédemment.

Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité

Chanit

III



SIMULATION ET
INTERPRÉTATION
DES RÉSULTATS



III.1. INTRODUCTION :

Dans ce qui précède nous avons fait des analyses complètes sur les performances des détecteurs CA-CFAR, OS-CFAR et ML-CFAR. Nous avons traité des problèmes de la détection dans un environnement où le clutter est un clutter de mer avec une distribution Weibull et un paramètre de forme C proposé connu à priori et inconnu.

Ce chapitre présente des applications pour ce genre de systèmes, plusieurs tests ont été effectués et les résultats trouvés sont présentés ici, ainsi que leur interprétation afin d'établir une comparaison pour chaque détecteur dans chaque situation.

III.2. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS :

Dans ce travail, nous avons supposé que le signal utile suit une loi Weibull, aussi le bruit de fond est représentée par un ensemble de N échantillons qui sont statistiquement indépendants et identiquement distribués (*IID*) (clutter homogène).

III.2.1. Détecteur CA-CFAR :

Ici nous présentons la variation de la probabilité de détection P_d pour un détecteur CA-CFAR en fonction du SCR. L'équation (II.5) montre clairement le lien entre la densité de puissance du clutter SCR et la probabilité de fausse alarme P_{fa} qui varie en fonction du nombre de cellules N , le facteur multiplicatif T et le paramètre de forme C . en revanche la probabilité de détection P_d est une fonction du SCR, N , T et C .

1) Le paramètre de forme C connu :

Pour un paramètre de forme C connu, on fait varier chaque fois le paramètre de forme C , la probabilité de fausse alarme P_{fa} et le nombre de cellules N .

La relation (II.8) est programmée en MATLAB, afin d'estimer les valeurs de T qui sont résumés dans les tableaux suivants, pour des valeurs différentes de $C=1$, $C=2$ et $C=3$.



paramètre	cellules	T		
C=1	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	2.7257	21.0395	96.1918
	12	1.4224	8.6627	30.3904
	16	0.9455	5.1486	15.9857
	24	0.5593	2.7355	7.5715

Tableau III.1- Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du CA-CFAR (C=1).

paramètre	cellules	T		
C=2	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	0.7783	2.1623	4.6234
	12	0.4678	1.1544	2.1623
	16	0.3335	0.7783	1.3714
	24	0.2115	0.4678	0.7783

Tableau III. 2- Valeurs de T pour différentes valeurs de la Pfa dans le cas du CA-CFAR (C=2).

paramètre	cellules	T		
C=3	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	0.4622	0.9135	1.5161
	12	0.2889	0.5276	0.8016
	16	0.2100	0.3694	0.5389
	24	0.1357	0.2304	0.3234

Tableau III. 3- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du CA-CFAR (C=3).



Dans les figures III.1, III.2 et III.3, nous présentons les variations de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR pour le détecteur CA-CFAR. Ces figures sont obtenues pour une valeur de P_{fa} égale 10^{-2} .

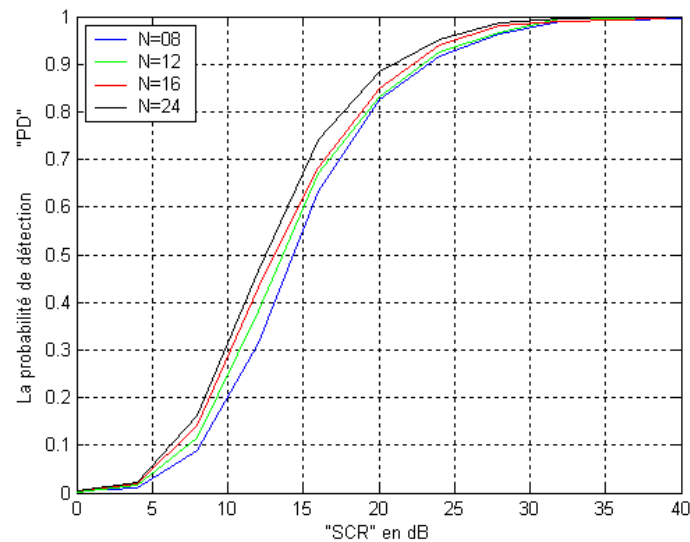


Fig III.1 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-2}$.

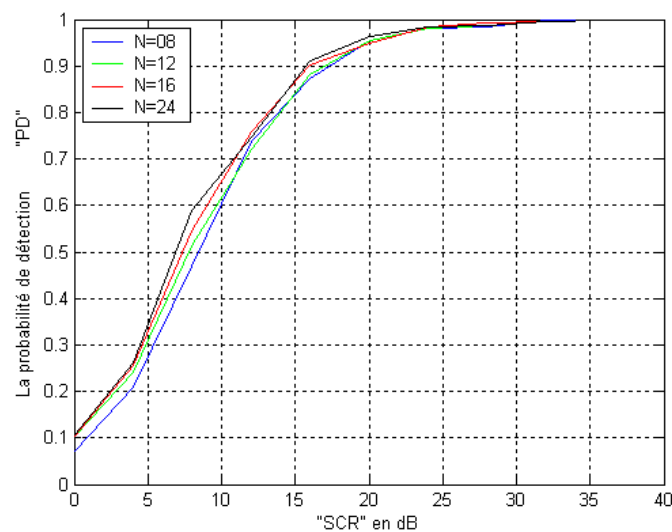


Fig III.2 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-2}$.

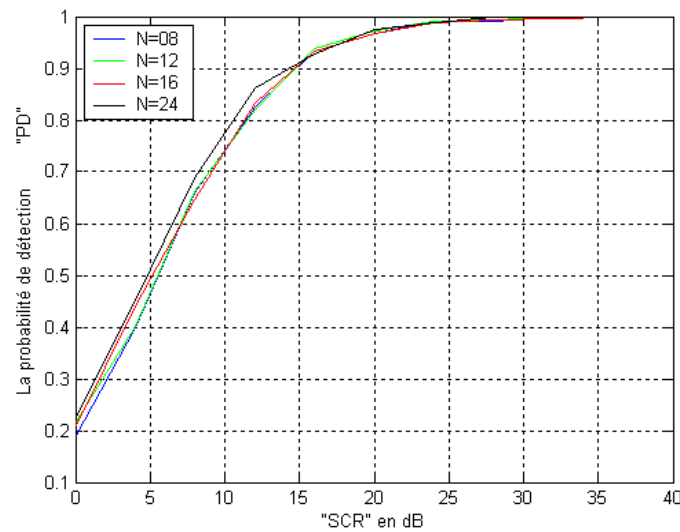


Fig III.3 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-2}$.

Il est clair que l'augmentation de N engendre une augmentation de la probabilité de détection. Nous constatons que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de N et du SCR.

Les figures III.4, III.5 et III.6 illustrent la probabilité de détection en fonction du SCR pour une valeur de P_{fa} égale 10^{-4} .

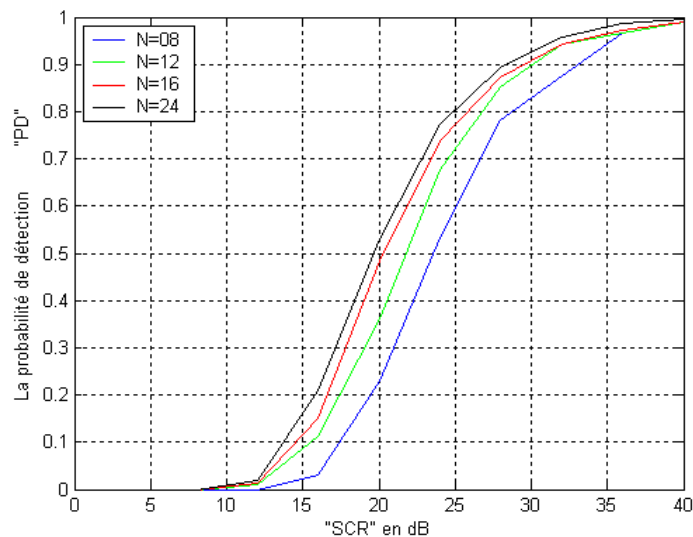


Fig III.4 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

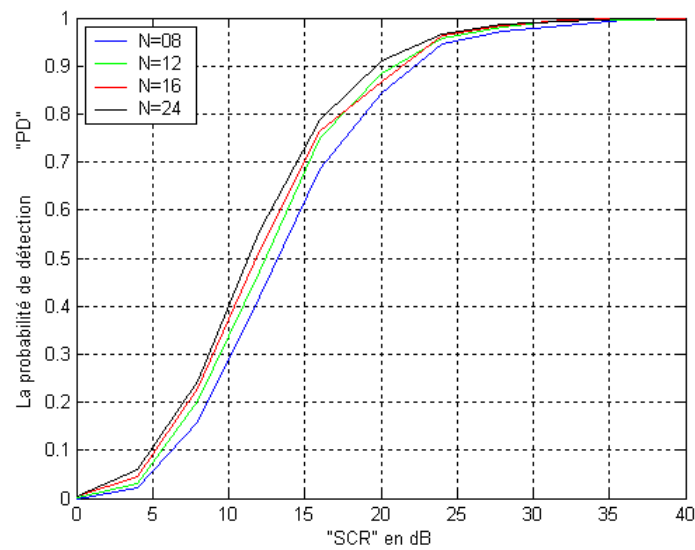


Fig III.5 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

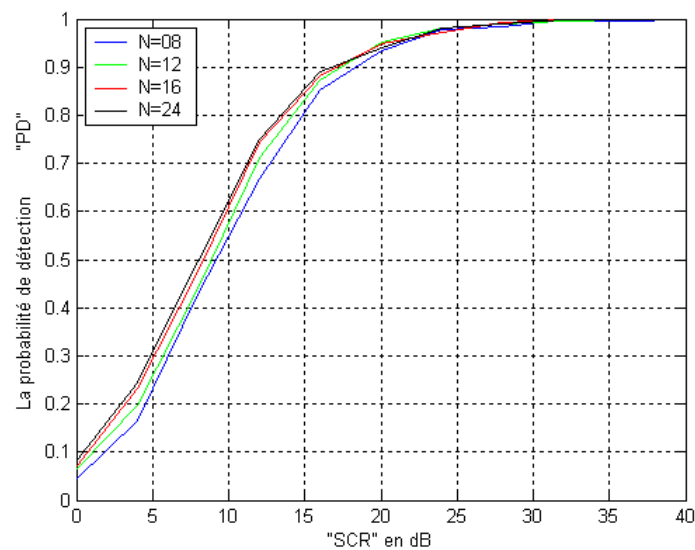


Fig III.6 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

Afin de mieux voir l'effet de la probabilité de fausse alarme, nous avons tracé les figures III.7, III.8 et III.9 qui montrent la variation de P_d en fonction du SCR pour une valeur de P_{fa} égale 10^{-6} .

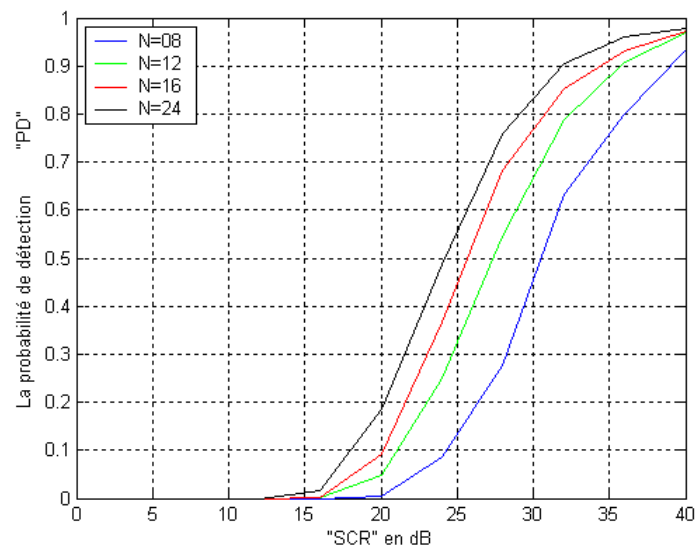


Fig III.7 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-6}$.

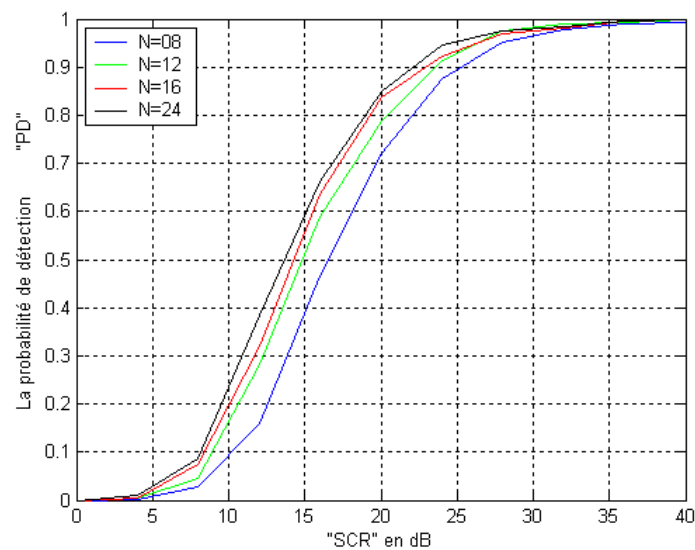


Fig III.8 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-6}$.

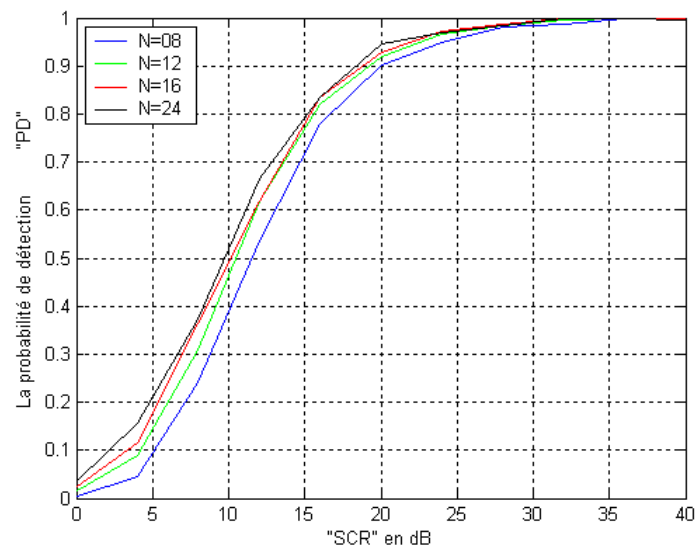


Fig III.9 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-6}$.

Dans la figure III.10, nous présentons la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR pour une P_{fa} égale 10^{-5} et un nombre de cellules égale à 16, en faisant varier le paramètre de forme C .

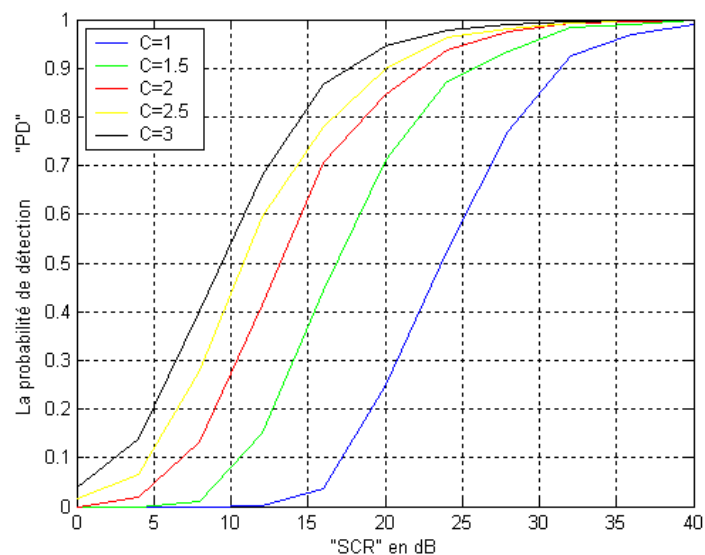


Fig III.10 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur CA-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.



Nous constatons que la probabilité de détection augmente lorsque le *SCR* et le paramètre de forme *C* augmentent. Nous remarquons aussi dans le cas $C=1$ et 1.5 que la P_d reste nulle pour des valeurs positives du *SCR* jusqu'à une valeur du *SCR* égale 4 et 12 dB respectivement, et pour C égale 2.5 et 3 la P_d représente une valeur positive pour un *SCR* nul, ce qui veut dire que le système n'est pas fiable, du fait qu'il ignore l'information pour des valeurs remarquables du *SCR*. Dans le cas de $C=2$ le graphe commence par l'origine, et s'accroît avec l'augmentation du *SCR*, ce qui veut dire que le système est plus fiable comparé aux autres cas.

A partir de ces résultats, nous pouvons dire que l'augmentation du paramètre de forme *C* peut influencer la fiabilité du système.

La figure III.11 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du *SCR* en variant la probabilité de fausse alarme P_{fa} dans le cas où le paramètre de forme *C* est égale à 2 et le nombre de cellules est égale 16 .

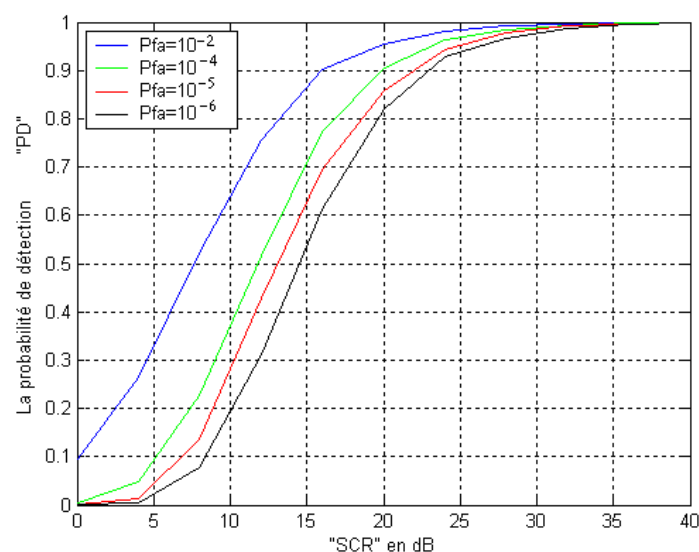


Fig III.11 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur CA-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

Nous observons toujours que la probabilité de détection augmente lorsque le *SCR* augmente, aussi la probabilité de détection P_d augmente lorsque la probabilité de fausse alarme P_{fa} augmente.

Pour une P_{fa} égale 10^{-6} , la probabilité reste nulle pour des valeurs positives du *SCR* jusqu'à une valeur précise. Par contre pour une P_{fa} égale à 10^{-2} et 10^{-4} , la P_d représente une valeur positive



pour un SCR nul, ce qui veut dire que le système n'est pas fiable, du fait qu'il ignore l'information pour des valeurs remarquables du SCR. Pour une Pfa égale à 10^{-5} , le graphe commence par l'origine, et s'accroît avec l'augmentation du SCR, ce qui veut dire que le système est fiable. Donc nous pouvons dire que l'augmentation de la probabilité de fausse alarme peut influencer la fiabilité du système.

2)-L'estimateur "Optimal Weibull":

Nous présentons, dans ce qui suit, les résultats obtenue pour le cas d'un détecteur OW-CFAR. Nous présentons la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR, en fait varier le nombre de cellules N, la probabilité de fausse alarme Pfa et le paramètre de forme C.

Les tableaux ci-dessous représentent la relation entre le facteur T, la probabilité de fausse alarme, le nombre des cellules et le paramètre de forme de Weibull.

paramètre	cellules	T_{ow}		
C=1	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	19.3830	149.6142	684.0304
	12	15.7562	95.9558	336.6320
	16	14.2383	77.5320	240.7252
	24	12.8863	63.0248	174.4470

Tableau III. 4- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa pour le cas du OW-CFAR (C=1).

paramètre	cellules	T_{ow}		
C=2	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	6.2262	17.2982	36.9873
	12	5.6136	13.8532	25.9473
	16	5.3363	12.4525	21.9420
	24	5.0767	11.2272	18.6787

Tableau III. 5- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du OW-CFAR (C=2).



paramètre	cellules	T_{ow}		
C=3	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	3.7490	7.4092	12.2971
	12	3.4989	6.3895	9.7087
	16	3.3827	5.9512	8.6820
	24	3.2721	5.5541	7.7983

Tableau III. 6- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du OW-CFAR (C=3).

Les figures III.12, III.13 et III.14 représentent la variation de la probabilité de détection Pd en fonction du SCR, le nombre de cellules N et le paramètre de forme C pour un détecteur OW-CFAR. Ces résultats sont obtenus lorsque la probabilité de fausse alarme désirée est égale à 10^{-4} .

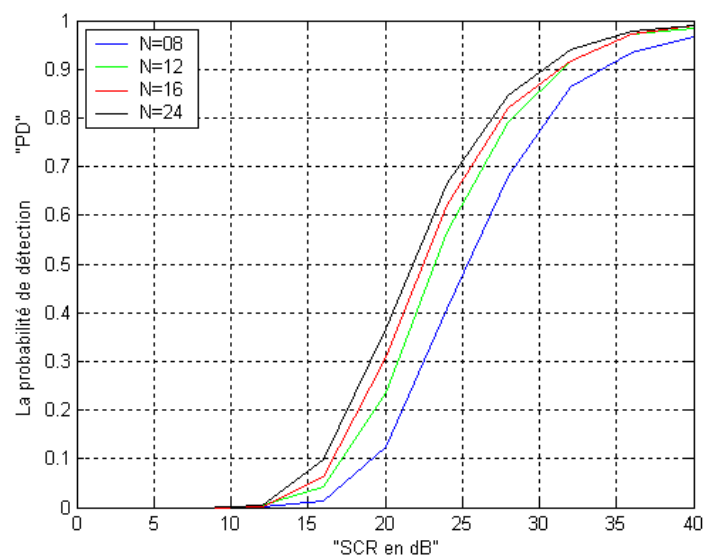


Fig III.12 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OW-CFAR pour C=1 et $Pfa=10^{-4}$.

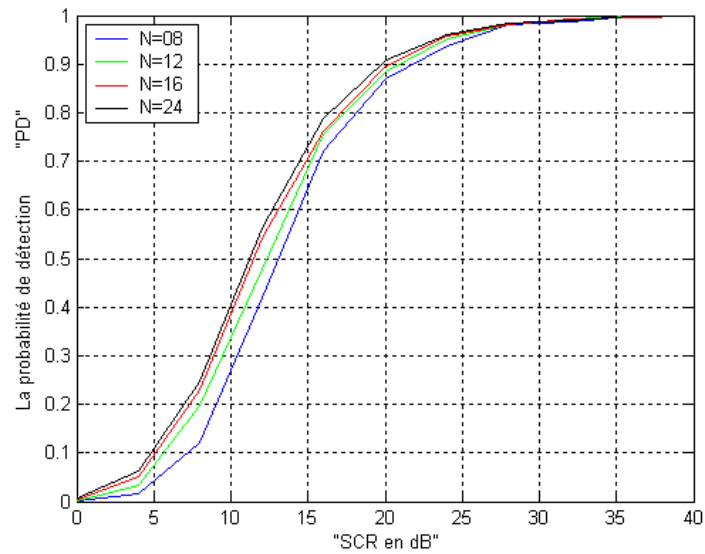


Fig III.13 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OW-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

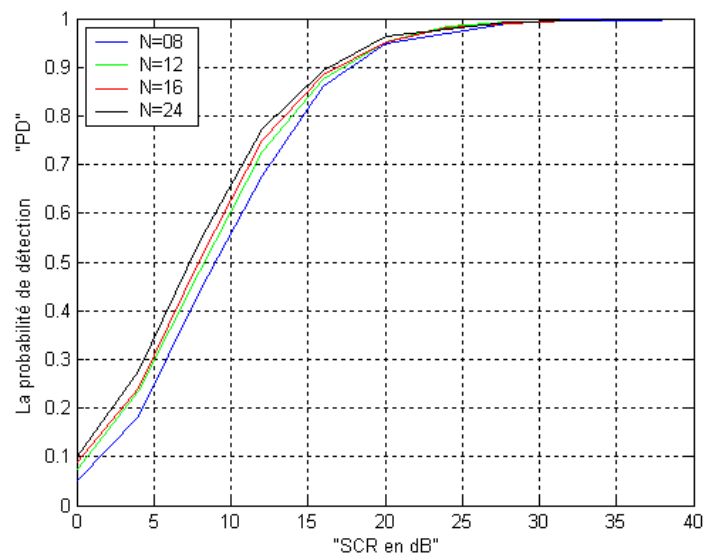


Fig III.14 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OW-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

On remarque que l'augmentation de C engendre une augmentation de la probabilité de détection, aussi il est clair que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de N et du SCR.



La figure III.15, représente la variation de la P_d en fonction du SCR pour différentes valeurs de C .

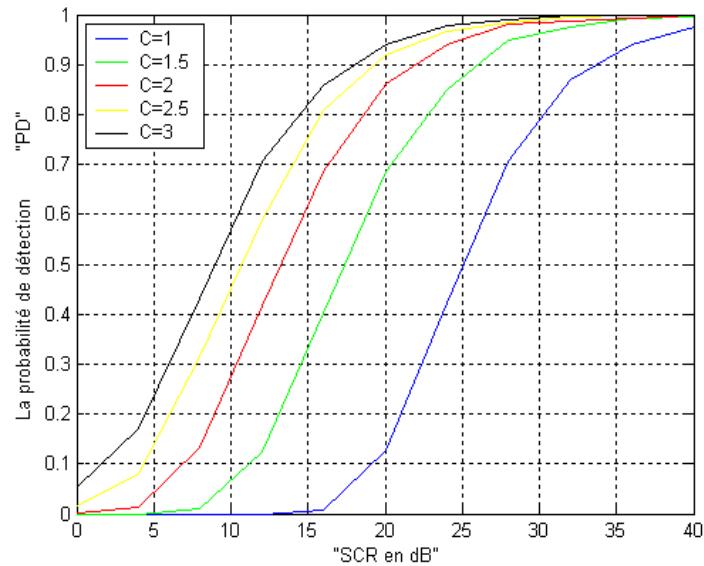


Fig III.15 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OW-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.

On remarque d'après cette figure que lorsque le paramètre de forme C est compris entre 1.5 et 2, la variation de P_d est meilleure par rapport aux autres cas de C . La valeur optimale de C est égale à 2.

Dans la figure III.16, les performances du CA-CFAR, en fonction du SCR et du nombre de cellules N , sont représentées.

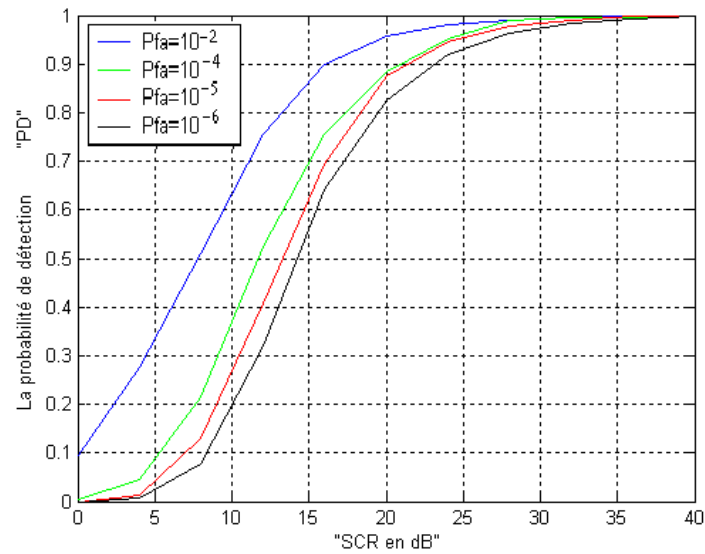


Fig III.16 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OW-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

Pour une probabilité de fausse alarme à égale 10^{-5} , le détecteur représente la meilleure performance. Cette amélioration est plus accentuée entre 0 dB et 35 dB suivie d'une faible variation qui devient presque constante au environ de 40 dB.

La figure III.17 illustre une comparaison entre les détecteurs CA-CFAR et OW-CFAR.

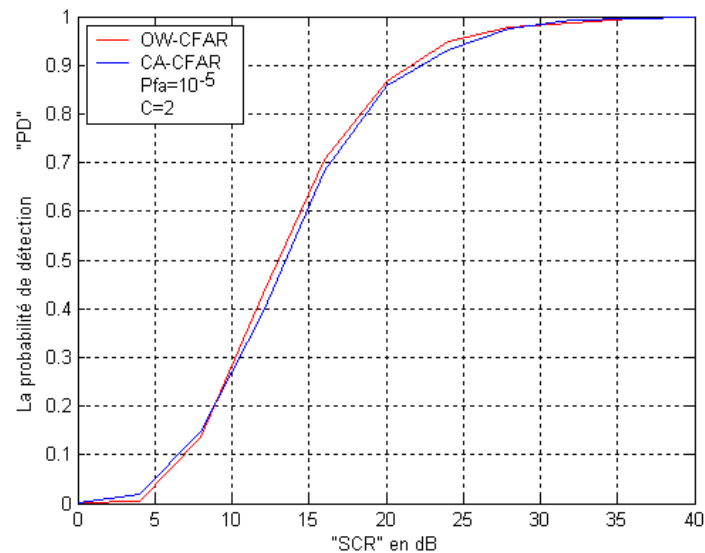


Fig III.17 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Comparaison entre les détecteurs CA-CFAR et OW-CFAR.



Nous remarquons que les deux détecteurs ont la même forme de variation de probabilité de détection en fonction du SCR. On peut dire alors que le OW-CFAR donne une bonne estimation des paramètres.

III.2.2. Détecteur OS-CFAR :

D'après l'équation de la probabilité de fausse alarme (II – 28), nous remarquons que cette dernière est une fonction du nombre de cellules N , du facteur multiplicatif α , du paramètre de forme C et de l'échantillon K .

1) Le paramètre de forme C connu :

Dans cette section, nous présentons la variation de la probabilité de détection P_d pour un détecteur OS-CFAR en fonction du SCR. L'équation de la probabilité de fausse alarme (II – 28) a été programmée d'où l'obtention des tableaux suivants :

Paramètre	cellules	échantillon	T		
C=1	N	K	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	6	34.4527	352.5047	2180.6
	12	8	23.6435	173.4714	736.9
	16	12	19.5815	122.7708	439.1
	24	18	16.2038	87.2507	265.5

**Tableau III.7- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa
Cas du OS-CFAR (C=1).**

Paramètre	cellules	échantillon	T		
C=2	N	K	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	6	5.8697	18.7752	46.6973
	12	8	4.8625	13.1709	27.1452
	16	12	4.4251	11.0802	20.9542
	24	18	4.0254	9.3409	16.2933

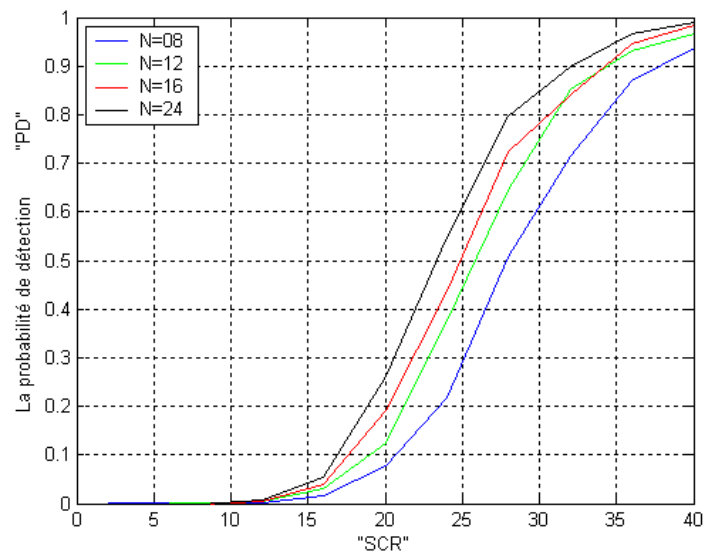
**Tableau III.8- Valeurs de T pour différentes valeurs de Pfa
Cas du OS-CFAR (C=2).**



paramètre	cellules	échantillon	T		
C=3	N	K	$P_{fa}=10^{-2}$	$P_{fa}=10^{-4}$	$P_{fa}=10^{-6}$
	8	6	3.2540	7.0641	12.9677
	12	8	2.8702	5.5772	9.0323
	16	12	2.6954	4.9701	7.6006
	24	18	2.5305	4.4353	6.4270

**Tableau III.9- Valeurs de T pour différentes valeurs de P_{fa}
Cas du OS-CFAR (C=3).**

Les figures III.18, III.19 et III.20 représentent la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR, le nombre de cellules N et le paramètre de forme C pour une probabilité de fausse alarme égale 10^{-4} .



**Fig III.18 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour C=1 et $P_{fa}=10^{-4}$.**

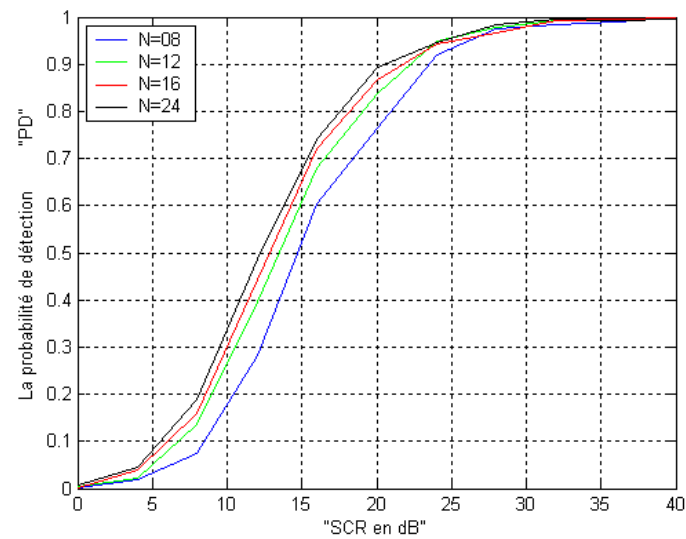


Fig III.19 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

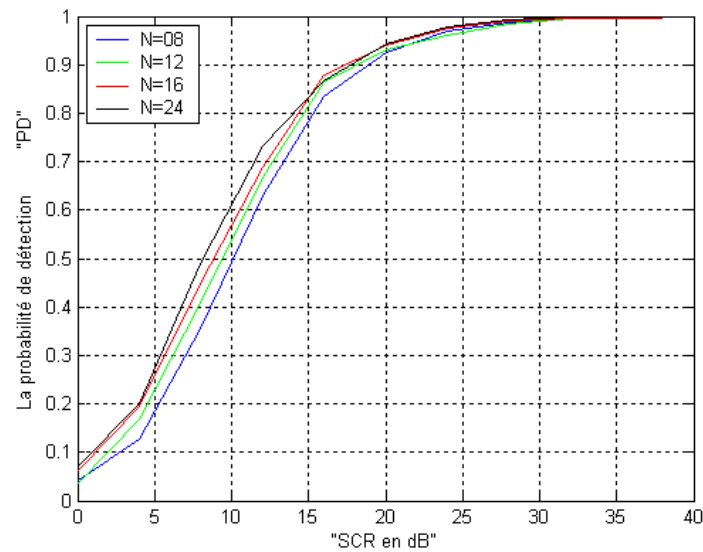


Fig III.20 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

La figure III.21 représente la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR pour un nombre de cellules égale 16, et une P_{fa} égale 10^{-5} en variant le paramètre de forme C .

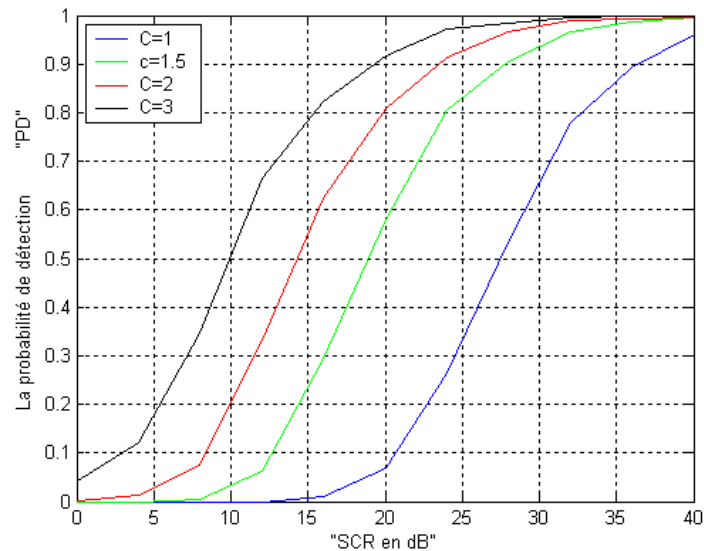


Fig III.21 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.

On constate d'après cette figure que la probabilité de détection P_d s'améliore avec l'augmentation du paramètre de forme C . Pour une valeur de C égale à 2, le système est plus fiable comparé aux autres cas, le graphe dans ce cas commence par l'origine, et s'accroît avec l'augmentation du SCR.

Dans la figure III.22, nous illustrons la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR en faisant varier cette fois la probabilité de fausse alarme P_{fa} dans le cas où le paramètre de forme C est égale 2 et le nombre de cellules égale 16.

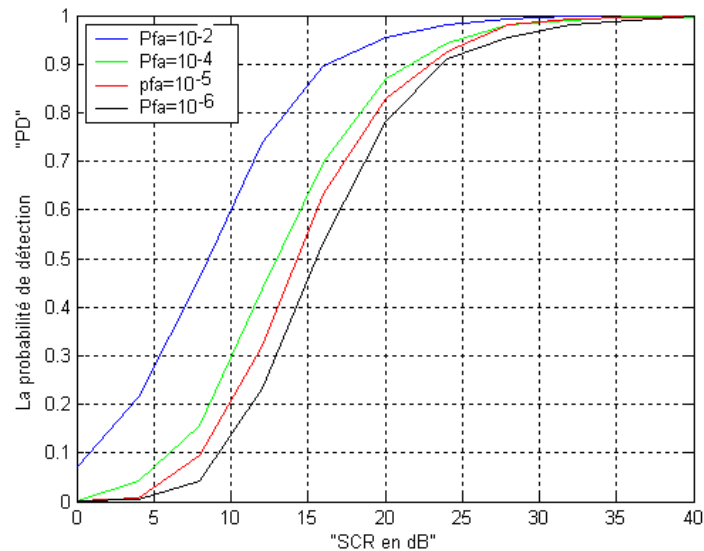


Fig III.22 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

2) Le paramètre de forme C inconnu :

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que *Weber Haykin* a montré que quand le paramètre de forme C est inconnu, l'algorithme OS-CFAR peut être obtenu en utilisant deux échantillons d'ordre Z_i et Z_j .

Dans ce travail on pose i égale à 2, 2, 3 et 4 pour j égale N qui sont 8, 12, 16 et 24 respectivement. On note que ce choix de i et j cause une perte CFAR (*CFAR loss*) minimale.

Le tableau ci-dessous représente les valeurs du facteur α_i qui sera remplacé dans l'estimateur de C .

cellules N	échantillon i	échantillon j	α_i		
			$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
8	2	8	67.34	740.8	7476
12	2	12	103.4	1137.4	11478
16	3	16	54.53	307.7	1483
24	4	24	48.58	202.2	688

Tableau II.10- Valeurs de α_i pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du OS-CFAR.



Les courbes des figures III.23, III.24 et III.25 représentent la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR et du nombre de cellules N pour une P_{fa} égale 10^{-4} .

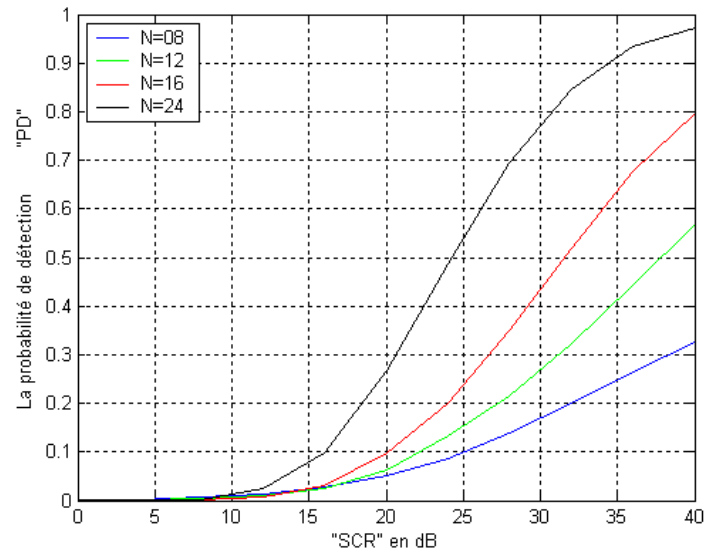


Fig III.23 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR. C estimé pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

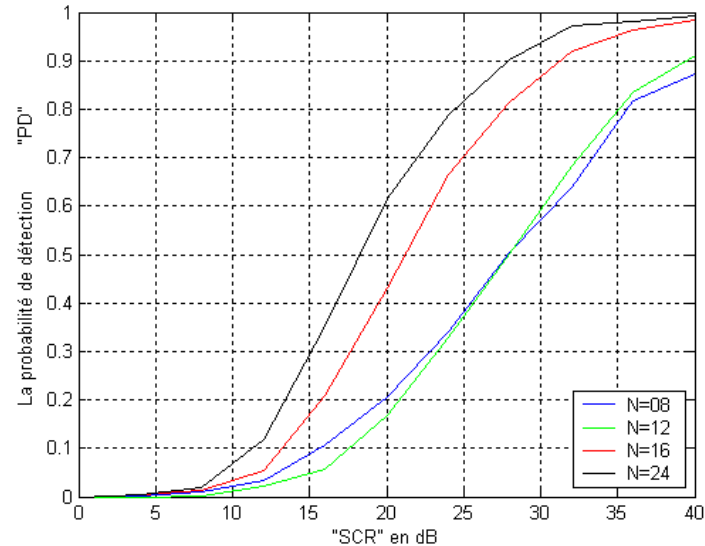


Fig III.24 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR. C estimé pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

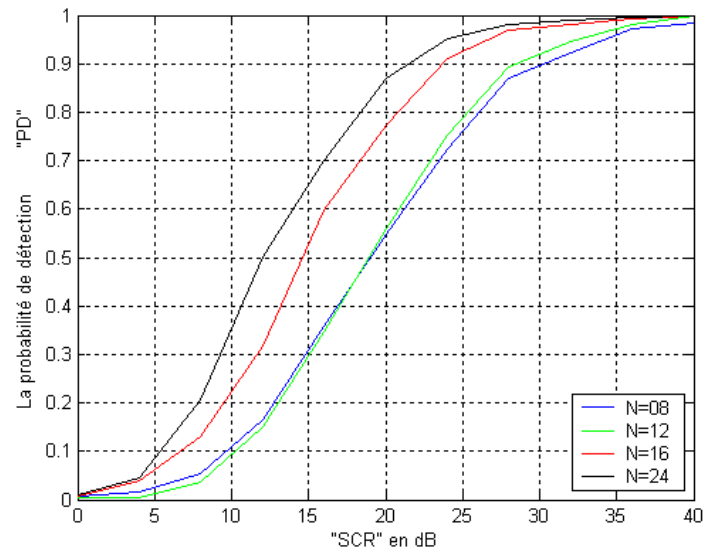


Fig III.25 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR . C estimé pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

La figure III.26 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR en variant le paramètre de forme C .

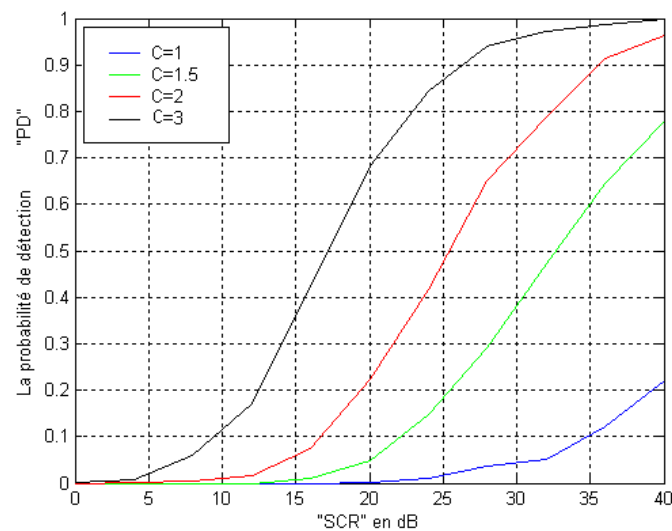


Fig III.26 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.



Nous avons choisi le nombre de cellules N égale à 16 et les deux échantillons i et j de l'estimateur de «Dubey», tel que i égale 3 et j égale 16, du fait que cet estimateur présente un minimum de perte (CFAR loss) d'environ 9.4 dB. Dans ce cas la déviation de l'estimation de C est égale 0.49, ce qui est représenté par une grande différence entre les courbes obtenues dans le cas connu et inconnu.

Selon [10], il a été conclu que lorsque l'incertitude du paramètre de forme est $1.5 \leq C \leq 2$, il est meilleur de supposer $C=1.5$ au lieu de l'estimé, par contre si $1 \leq C \leq 2$, il sera meilleur d'estimer le C .

La figure III.27 représente la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR pour différentes valeurs de la probabilité de fausse alarme.

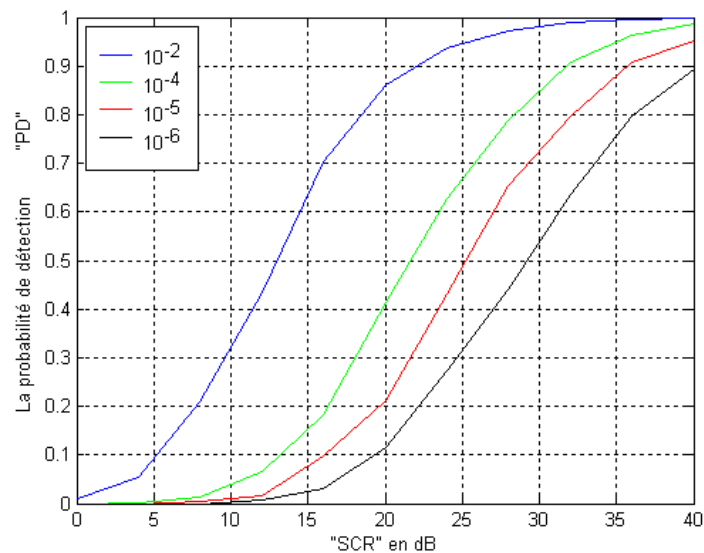


Fig III.27 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

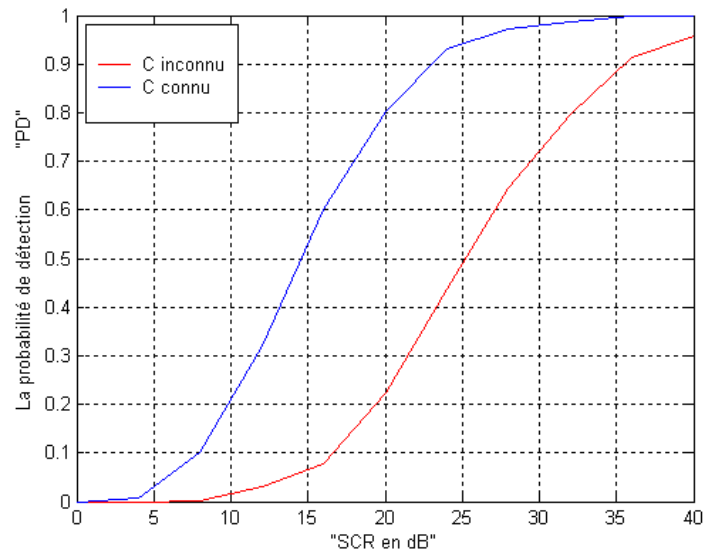


Fig III.28 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur OS-CFAR dans le cas C connu et inconnu.
 $N=16$, $P_{fa}=10^{-5}$ et $C=2$.

La figure III.28 représente une comparaison entre la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR quand le paramètre de forme est connu et inconnu.

La figure montre clairement la différence entre les deux cas. Pour un SCR égale 0.5 la perte est égale à environ 10 dB dans le cas où $i=3$, $j=16$ et $N=16$ pour une probabilité de fausse alarme égale 10^{-5} . Nous notons que la perte de CFAR (*CFAR loss*) augmente lorsque le paramètre i augmente et le paramètre j diminue.

On peut conclure que les valeurs estimées de C causent une dégradation de la probabilité de détection.

III.2.3. Détecteur ML-CFAR :

Dans cette partie, nous présentons la variation de la probabilité de détection P_d pour le détecteur ML-CFAR en fonction du SCR dans le cas où le paramètre de forme C est soit connue soit inconnu (estimé).



1) Le paramètre de forme C connu :

Les tableaux ci-dessous représentent les valeurs du facteur α pour différentes valeurs de la Pfa , du nombre N et du paramètre de forme C pour les deux cas où C est connu et inconnu:

Paramètre	cellules	α		
$C=1$	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	6.2262	17.2982	36.9873
	12	5.6136	13.8532	25.9473
	16	5.3363	12.4525	21.9420
	24	5.0767	11.2272	18.6787

Tableau II.11- Valeurs de α pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=1$).

paramètre	cellules	α		
$C=2$	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	2.4952	4.1591	6.0817
	12	2.3693	3.7220	5.0939
	16	2.3101	3.5288	4.6842
	24	2.2531	3.3507	4.3219

Tableau II.12- Valeurs de α pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=2$).

paramètre	Cellules	α		
$C=3$	N	$Pfa=10^{-2}$	$Pfa=10^{-4}$	$Pfa=10^{-6}$
	8	1.8397	2.5862	3.3318
	12	1.7772	2.4017	2.9605
	16	1.7475	2.3178	2.7996
	24	1.7187	2.2392	2.6533

Tableau II.13- Valeurs de α pour différentes valeurs de Pfa dans le cas du ML-CFAR ($C=3$).



Dans les figures III.29, III.30 et III.31, nous traçons les variations de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR pour le détecteur ML-CFAR. Ces figures sont obtenues pour une valeur de P_{fa} égale 10^{-4} .

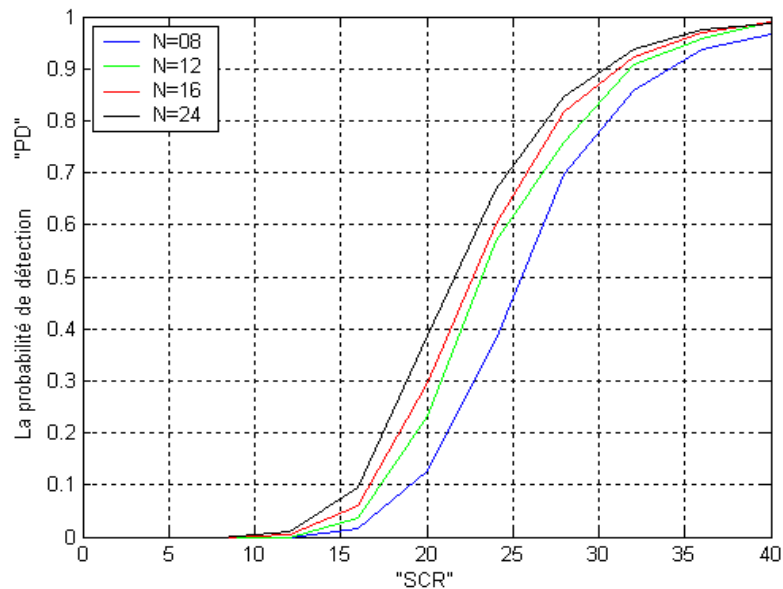


Fig III.29 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=1$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

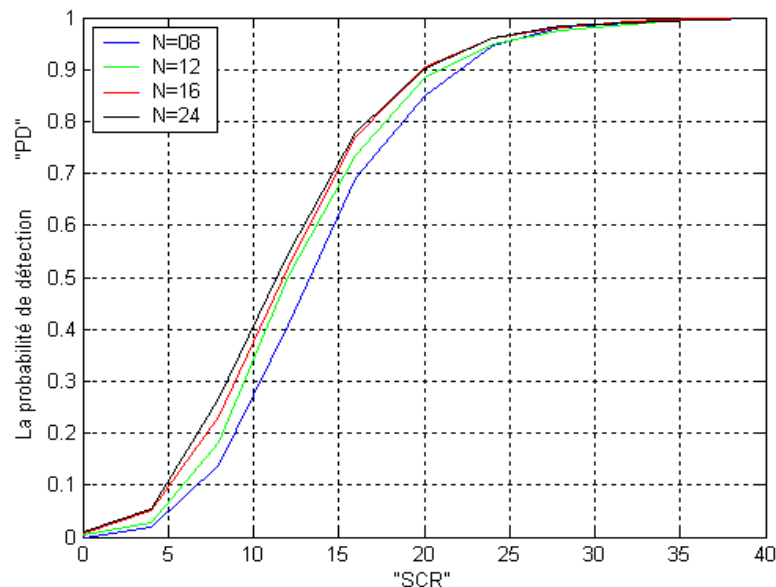


Fig III.30 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

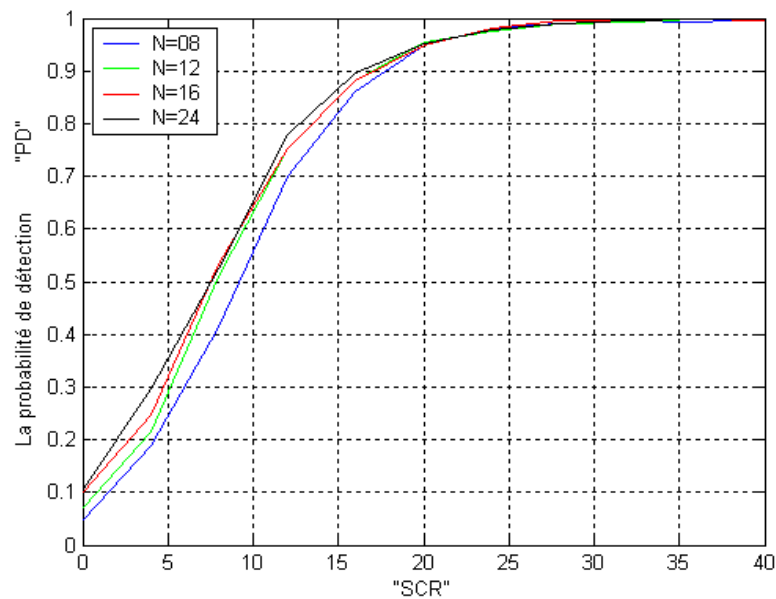


Fig III.31 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur ML-CFAR pour $C=3$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

Dans la figure III.32, nous présentons la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SCR pour une P_{fa} égale 10^{-5} et un nombre de cellules égale 16, pour différentes valeurs du paramètre de forme C .

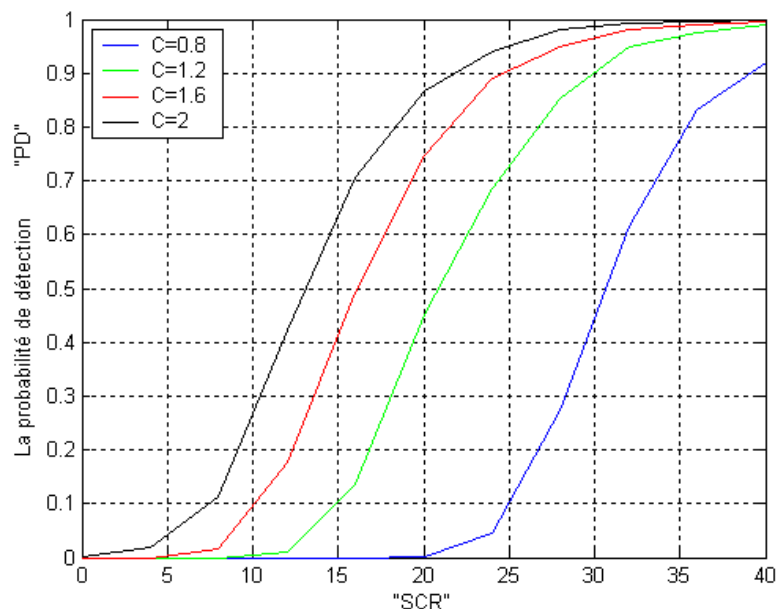


Fig III.32 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-5}$.



Nous remarquons que dans le cas $C=0.8$, 1.2 et 1.6 la P_d reste nulle pour des valeurs positives du SCR jusqu'à une valeur du SCR égale à 20 , 8.5 et 4 dB respectivement, ce qui veut dire que le système n'est pas fiable, du fait qu'il ignore l'information pour des valeurs remarquables du SCR . Dans le cas où $C=2$ le graphe commence par l'origine, et s'accroît avec l'augmentation du SCR , ce que veut dire que le système est plus fiable comparé aux autres cas.

La figure III.33 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR avec variation de la P_{fa} dans le cas où le paramètre de forme C égale 2 et le nombre de cellules égale 16 .

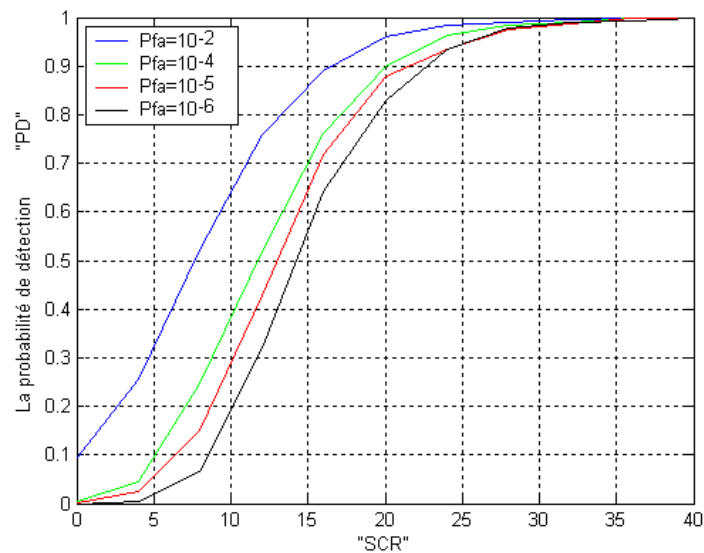


Fig III.33 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

Pour une P_{fa} égale 10^{-6} , la probabilité reste nulle pour des valeurs positives du SCR jusqu'à une valeur précise. Par contre pour une P_{fa} égale 10^{-2} et 10^{-4} , la P_d présente une valeur positive d'environ 0.1 et $3 \cdot 10^{-4}$ respectivement pour un SCR nul. Ce qui veut dire que le système n'est pas fiable, du fait qu'il ignore l'information pour des valeurs remarquables du SCR . Dans le cas où $P_{fa}=10^{-5}$, le graphe commence par l'origine, et s'accroît avec l'augmentation du SCR , ce que veut dire que le système est plus fiable comparé aux autres cas.



2) Le paramètre de forme C inconnu :

Quand le paramètre d'échelle B et le paramètre de forme C sont inconnus, il est nécessaire de les estimer simultanément.

Dans la figure III.34, nous présentons les variations de la probabilité de détection en fonction du SCR pour un détecteur ML-CFAR, pour différentes valeurs de C , les paramètres B et C sont estimés à l'aide d'un estimateur du Maximum de vraisemblance.

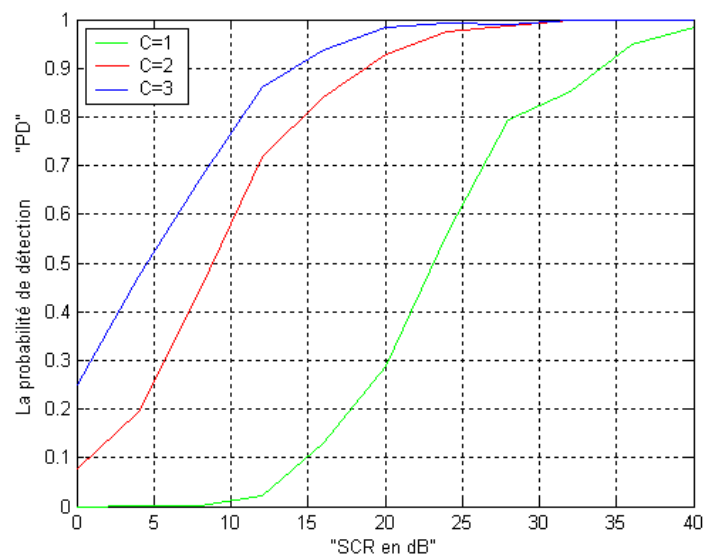


Fig III.34 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

La figure III.35 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du SCR et la probabilité de fausse alarme P_{fa} .

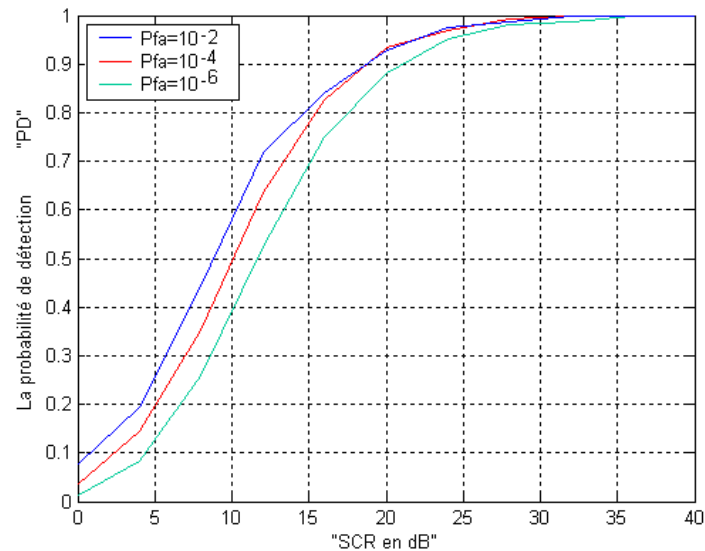


Fig III.35 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$ et $C=2$.

La figure III.36 présente une comparaison entre le cas de C connu et le cas de C inconnu. Il est remarquable d'après cette figure et la figure III.28 que la perte entre les deux courbes est plus petite par rapport à la perte obtenue dans le cas du détecteur OS-CFAR.

Les résultats de la simulation indiquent que l'estimateur du Maximum de vraisemblance donne de meilleurs résultats que l'estimateur de Weber-Haykin.

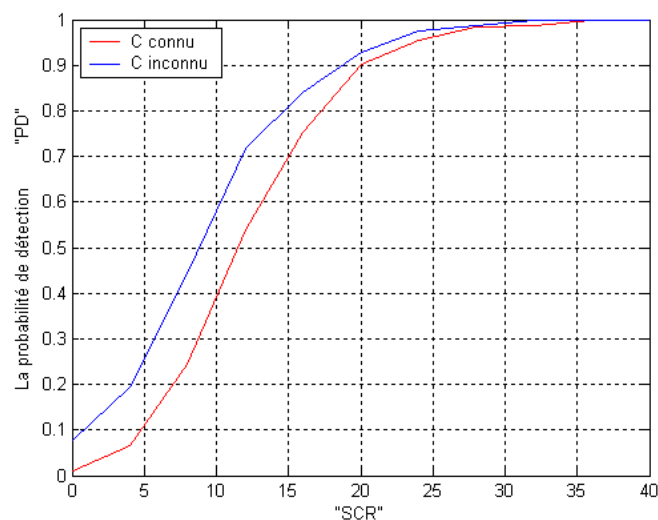


Fig III.36 : La probabilité de détection en fonction du SCR
Cas du détecteur ML-CFAR pour $N=16$, $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

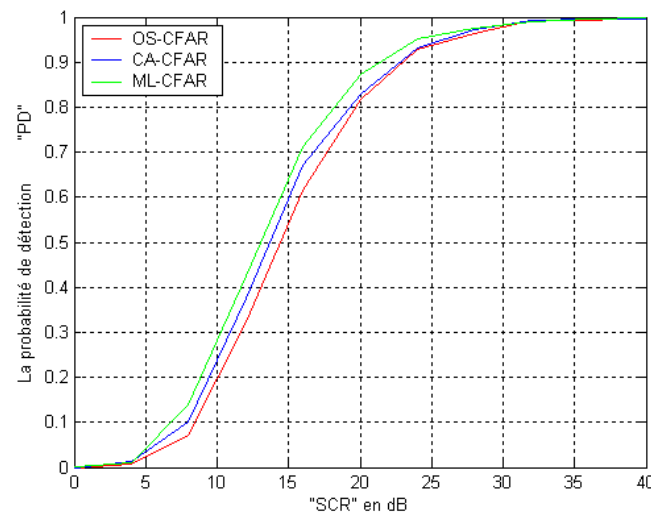


Fig III.37 : La probabilité de détection en fonction du SCR

Cas des détecteur CA, OS et ML-CFAR pour $N=16$, $C=2$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

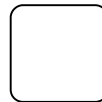
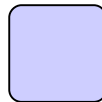
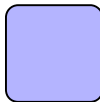
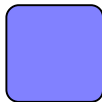
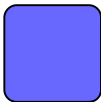
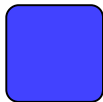
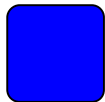
La figure III.37 illustre une comparaison entre les détecteurs CA-CFAR, OS-CFAR et ML-CFAR. Il est remarquable d'après cette figure que le ML-CFAR présente une amélioration de la performance par rapport aux autres détecteurs, CA-CFAR et OS-CFAR.

III.3. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté tous les résultats obtenus en utilisant la simulation de Monté Carlo. Nous avons étudié les détecteurs CA-CFAR, OS-CFAR et ML-CFAR dans un environnement qui présente un clutter homogène en utilisant l'approche qui considère les échos radars qui proviennent de réflexions indépendantes et identiques.

Le modèle utilisé est le modèle de Weibull, ce modèle convient à modéliser les clutters de mer dans lesquels le paramètre de forme C se propose d'être connu ou parfois inconnu. Dans ce dernier cas, plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour estimer la valeur de C . Pour le ML-CFAR, l'estimateur du Maximum de vraisemblance (Maximum-likelihood) a montré une amélioration de la performance par rapport à l'estimateur Weber-Haykin. La caractéristique principale de l'estimateur du Maximum-likelihood, est qu'il utilise toutes ces cellules pour cela l'algorithme présente une perte CFAR inférieure et la déviation entre les valeurs réelles et les valeurs estimés est plus petite.

D'autre part, tous les détecteurs présentent une meilleure performance pour une P_{fa} égale 10^{-5} et un paramètre de forme C égale 2 représentant la distribution de Rayleigh.



Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité



Conclusion
Générale



CONCLUSION :

Dans la détection CFAR, plusieurs méthodes adaptatives ont été adoptées afin de déterminer le seuil qui permet de perfectionner les systèmes de détection.

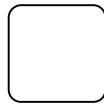
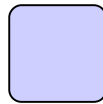
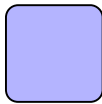
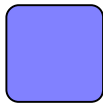
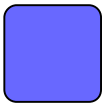
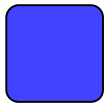
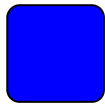
Ce travail propose d'étudier et de traiter le problème de la détection CFAR dans un clutter de mer représenté par une distribution Weibull. Pour cela nous avons choisi d'utiliser plusieurs types de détecteurs, le CA, l'OS et le ML-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations. Ces situations ont été présentées suivant la variation du nombre de cellules, la variation de la Pfa et la variation du paramètre de forme C .

Dans le but de déterminer le meilleur des différents types de détecteurs, une comparaison a été effectuée pour plusieurs paramètres par simulation suivant la méthode de Monte-Carlo.

Cette étude nous a permis en premier lieu de constater que le modèle de distribution Weibull qui est le plus adapté pour la représentation du clutter de mer, est un modèle général par rapport aux autres modèles car chaque changement effectué dans le paramètre de forme C représente un autre modèle, par exemple: le modèle de Rayleigh, Gamma, K distribué etc....

Aussi le paramètre de forme C peut présenter deux situations différentes suivant que C est connu ou inconnu. Dans le second cas ce paramètre peut être estimé suivant plusieurs méthodes. Pour le ML-CFAR, l'estimateur du Maximum de vraisemblance (Maximum-likelihood) a montré une amélioration de la performance par rapport à l'estimateur Weber-Haykin. La caractéristique principale de l'estimateur du Maximum-likelihood, est qu'il utilise toutes ces cellules pour cela l'algorithme présente une perte $CFAR$ inférieure et la déviation entre les valeurs réelles et les valeurs estimées est plus petite.

D'une façon générale, Malgré qu'il a été trouvé que le meilleur détecteur est le ML-CFAR, tous les détecteurs présentent une meilleure performance pour une Pfa égale 10^{-5} et un paramètre de forme C égale 2 représentant la distribution de Rayleigh.



Analyse des performances des principaux détecteurs CFAR pour la détection d'une cible noyée dans un milieu bruité



BIBLIOGRAPHIE



Bibliographie

- [1] M. Carpentier, « Radars : Bases Modernes », MASSON, 1990, 6^{ième} édition.
- [2] B. Atrouz, « Les systems radar », Ecole militaire polytechnique.
- [3] M. Barkat. « Signal detection and estimation », Artech house radar library, MA 02062, 2^{ème} édition 2006.
- [4] B. R. Mahafza, « Radars systems analysis and design using MATLAB », COLSA Corporation, Huntsville, Alabama, ISBN 1-58488-182-8 (alk. Paper).
- [5] Site web : www.sisl.ch (Les dossiers techniques de la Société Internationale de Sauvetage du Léman SISL, « Le radar »)
- [6] A.Hadjlarbi et Bellache Eliasse, « Etude comparative des Détecteurs CFAR et les systèmes distribuées en présences de cibles interférentes », Mémoire d'ingénieur, Département d'électronique, université de M'sila, 2004
- [7] A.M.S « RADAR TECHNIQUES BASICS».
- [8] F. PASCAL, « Détection et Estimation en Environnement Non Gaussien", thèse de Doctorat à l'université de Nanterre (spécialité traitement de signal), Décembre 2006.
- [9] Y. Dong, « Distribution of X-Band High Resolution and High Grazing Angle Sea Clutter », Commonwealth d'Australie 2006, AR-013-708, July 2006.
- [10] N. Levanon, and M. Shor, « Order statistics CFAR for Weibull background », IEE Proc., Vol. 137, Pt.F, (3), pp.157-162, June 1990.
- [11] R. Ravid, and N. Levanon, « Maximum likelihood CFAR for Weibull background », IEE Proc. F., vol 139, N° 3, pp.256-264, June 1992.

[12] www.Tutorial.fr

[13] Léo Thourel, Initiation aux techniques modernes des radars. Cepadues, Toulouse 1982.

[14] D. Baron et Al. (2001). "Les radars".INSA; Paris.