

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ SAAD DAHLEB (Blida-01-)
Institut Aéronautique Et Des Etudes Spatiales
Département de Navigation Aérienne



MEMOIRE

**Présentée pour obtenir le diplôme de Master en Aéronautique
CNS/ATM**

**Etude des performances de détecteur CA CFAR
et OS CFAR en milieu homogène et non homogène.**

Option : CNS/ATM

Réalisé par : HAMANE Ahmed

Dirigé Par : M^{me} DOUDOU Fatma Zohra Faiza

2018/2019

Remerciement

Avant tout, je remercie mon dieu (**ALLAH**) qui a illuminé mon chemin et qui m'armé de courage pour achever mes études.

Je remercie énormément avec beaucoup de respect et de confiance **Mme Doudou Faiza** docteur à l'aéronautique d'avoir accepté de m'encadrer.

A mes chers parents et mes frères et mes sœurs qui ont supporté toutes les difficultés pour me soutenir tout au long de mes études supérieures. Je les garde bien au chaud, dans mon cœur. Ils savent combien qu'ils comptent pour moi.

Je remercie également sans exception, le personnel du département de l'aéronautique qui m'a été d'un précieux concours.

Je tiens à saluer toutes mes amies et mes collègues de l'organisation UGEL et association KORRAA ENNAHDA (قراء النهضة) qui ont constitués ma deuxième famille durant les 5 années de côtoiement.

Le plaisir que j'ai eu à écrire ce rapport est largement de a la bonté de plusieurs personnes qui je ne saurais asses les remercier.

Dédicace

Je dédie ce mémoire.

A mes très cher parents, dont l'incommensurable contribution à mon éducation, à mon instruction et a tous les instants de ma vie, ravivera jusqu'à la fin de mes jours mon infini tendresse.

Qu'ils trouvent ici l'expression de mon éternelle reconnaissance.

A mes chers frères et sœur

A mes amis et amies

A ensemble de mes enseignants dont j'ai bénéficié sans cesse de leurs grandes expériences et précieux conseils.

Qu'ils veuillent trouver ici le témoignage de ma gratitude et de mon profond respect.

Toute ma reconnaissance et mon attachement à mes camarades et à toutes les personnes que j'ai involontairement oubliées ici, en cette heureuse et solennelle circonstance, l'expression de ma profonde gratitude et de mon indéfectible dévouement.

ملخص:

إنَّ أداء الكشف CFAR مع بيانات الاندماج في البيئة متجانسة وغير متجانسة مع تحليل (غوسيان) أجهزة استشعار النظام OS-CFAR تستخدم أجهزة استشعار محلية مع أهداف من نموذج (سورلينغ) في بيئة متماسكة مع احتمال شامل للكشف محددة أو احتمال انذار خاطئ ناقوس الخطر مضاعف على الحد الأدنى من مختلف أرقام بناء على تعليمات من أجهزة الاستشعار حجم نافذة المرجعية من النظام OS-CFAR وتكاليف في بيئة غير متجانسة مع أهداف متعددة في الأداء الكشف عن النظام من التحليل مقارنة مع أداء أجهزة الكشف عن CA-CFAR

مفاتيح: رادار، اندماج، كشف، القيمة الثابتة للإنذار الخاطئ (CFAR).

ABSTRACT:

The performance of distributed constant false alarm rate (CFAR) detection with data fusion both in homogeneous Gaussain backgrounds is analyzed. The ordered statistics (OS-CFAR) detectors are employed as local detectors. With a swerling type I target model, in the homogeneous background, the global probability of detection for a given fixed global probability of false alarm is maximized by optimizing the threshold multipliers for differents order numbers of the local OS-CFAR detectors and differents reference window sizes. In the non homogeneous background with multiple targets, the performance of the detection system is analyzed and its performance is compared with the performance of distributed Cell-Averaging (CA-CFAR) detection System.

Keywords: Radar, Fusion, Detection CFAR.

RÉSUMÉ :

Les performance de détection CFAR distribuée avec données de fusion à la fois dans le milieu homogène et non homogène avec une analyse gaussian.

Les détecteurs OS-CFAR sont utilisés comme détecteurs locaux. Avec une cible de modèle swerling dans un environnement homogène, la probabilité globale de détection est donnée fixe ou la P_{fa} (la probabilité de fausse alarme) est maximisée en optimisant les multiplicateurs de seuil pour différents numéros d'ordre des détecteurs et la taille de fenêtre de référence du OS-CFAR, dans le milieu non homogène avec des cibles multiples les performances de détection du détecteur CA-CFAR

Mots clés :Radar, fusion, Détection CFAR.

Sommaire

Chapitre I : Généralité sur le Radar

Histoire du Radar.....	6
I.1 Introduction.....	8
I.2 Classification des systèmes Radars	9
I.3 Les Composant d'un système Radar.....	11
I.4 Principe de fonctionnement d'un Radar	13
I.5 l'effet Doppler	14
I.6 Équation Radar	14
I.7 le Clutter et le Bruit	17
I.7.1 Définition de Bruit.....	17
I.7.2 Définition de Clutter.....	17
I.7.3 Types de clutter (fouillis)	17
I.8 Ambiguïté en distance	18
I.9 Modèles de cibles fluctuantes	19
I.9.1 Modèle 1 de Swerling.....	20
I.9.2 Modèle 2 de Swerling.....	20
I.9.3 Modèle 3 de Swerling.....	20
I.9.4 Modèle 4 de Swerling.....	21
I.9.5 Modèle 0 ou 5 de Swerling.....	21
I.10 Phases de traitement de signal.....	22
I.11 Conclusion	24

Chapitre II : La Détection Radar

II.1 Introduction.....	27
II.2 Théorie et Critères de décision	28
II.3 Critère de décision	29
II.3.1 Critère de Bayes	29
II.3.2 Critère de Neyman-Pearson.....	30
II.4 Techniques de détection	32
II.4.1 Détection optimale	34
II.4.2 Détection à seuil fixe.....	36
II.4.3 Détection a seuil adaptatif	37
II.5 Conclusion.....	38

Chapitre III : Détection à taux de fausse alarme constant CFAR

III.1 Introduction.....	41
III.2 Étude de détecteur CFAR.....	41
III.2.1 Définition CFAR.....	41
III.2.2 Principe de fonctionnement.....	42
III.2.3 Environnement	44
III.2.3.1 Environnement homogène	44
III.2.3.2 Environnement non homogène	44
III.3 Étude de quelques types de CFAR	48
III.3.1 Le CA-CFAR	48
III.3.1.1 Définition	48
III.3.1.2 Étude probabiliste	50
III.3.2 L'OS-CFAR	53
III.3.2.1 Définition	53
III.3.2.2 Étude probabiliste	54
III.4 La Fusion de détecteur CA CFAR et OS CFAR.....	56
III.4.1 Introduction	56

III.4.2 Distribution CFAR Détection avec Fusion des données	58
III.4.3 Règle de la Fusion AND	61
III.4.4 Règle de la Fusion OR	62
III.4.5 Les exemples	64
III.5 Conclusion	67

Chapitre IV : Simulation et Interprétation :

IV.1 Introduction	69
IV.2 Détecteur CA CFAR	70
IV.2.1 environnement homogène	70
IV.2.2 environnement Non homogène	72
IV.3 Détecteur OS CFAR	74
IV.3.1 environnement homogène	74
IV.3.2 environnement Non homogène	76
IV.4 Fusion Détecteur CA CFAR	78
IV.4.1 environnement homogène	78
IV.4.2 environnement Non homogène	79
IV.5 Fusion Détecteur OS CFAR	81
IV.5.1 environnement homogène	81
IV.5.2 environnement Non homogène	82
IV.6 OS CA Comparaison	85
IV.7 Conclusion	87

Liste de Figures

Chapitre I

Figure I.1 : Antenne Radar	08
Figure I.2 : Classification des systèmes Radar	09
Figure I.3 : Schéma synoptique d'un Radar	11
Figure I.4 : Elaboration équation du radar.....	16
Figure I.5 : Illustration de l'ambiguïté en distance	18
Figure I.6 : Modèles de surface équivalente	19
Figure I.7 : Swerling 1	20
Figure I.8 : Swerling 2	20
Figure I.9 : Swerling 3	20
Figure I.10 : Swerling 4	21
Figure I.11 : Swerling 5	21
Figure I.12 : la phase du traitement de signal radar	22
Figure I.13 : Schéma présentant différentes phase de traitement de signal radar	23

Chapitre II

Figure II.1 : Équation Radar et détection	27
Figure II.2 : principe de détection	32
Figure II.3 : Structure du volume de surveillance d'un radar	33
Figure II.4 : Diagramme d'un détecteur classique	34
Figure II.5 : Principe de la détection à seuil fixe	36
Figure II.6 : Principe de la détection à seuil adaptatif	37

Chapitre III

Figure III.1 : Diagramme d'un détecteur adaptatif	42
Figure III.2 : fenêtre de référence.....	43
Figure III.3 : Processeur CFAR	43
Figure III.4 : Fenêtre de référence balayant un environnement non homogène.....	45
Figure III.5 : Illustration de cible interférente	45
Figure III.6 : Différentes situations d'environnements non homogènes	47
Figure III.7 : Processeur CA-CFAR	49
Figure III.8 : Processeur OS-CFAR	53

Chapitre IV

Figure IV.1 : Probabilité de détection du CA-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=8$ avec $P_{fa} 10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$	70
Figure IV.2 : Probabilité de détection du CA-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$ avec $P_{fa} 10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$	71
Figure IV.3 : Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec N comme paramètre et P_{fa} fixe.....	72
Figure IV.4 : Probabilité de détection du CA-CFAR Non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre fixe	73
Figure IV.5 : Probabilité de détection du CA-CFAR Non homogène en fonction SNR avec p_{fa} fixe et r, N comme paramètre.....	73
Figure IV.6 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=8$	74
Figure IV.7 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$	75
Figure IV.8 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du SNR avec N comme Paramètre et P_{fa} fixe.....	75
Figure IV.9 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre.....	76
Figure IV.10 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre	77
Figure IV.11 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu homogène en fonction du SNR avec $P_{fa} = 10^{-6}$	78
Figure IV.12 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec ' r ' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$	79
Figure IV.13 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec ' r ' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$	80
Figure IV.14 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu homogène en fonction du SNR avec $P_{fa} = 10^{-6}$	81
Figure IV.15 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec ' r ' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$	82
Figure IV.16 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec ' r ' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$	83

Liste de Figures

dB	Décibels
ΔT	la distance
B	Bruit
C	Célérité de lumière
D	Distance antenne cible
D_k	Degré d'homogénéité
H_0	l'Hypothèse de l'existence du bruit seul
H_1	l'Hypothèse de l'existence du signal plus bruit
PDF	Fonction Densité de probabilité
P_d	Probabilité de détection
P_{fa}	Probabilité de fausse alarme
r	Nombre d'interférence
SNR	Rapport signal sur bruit
N	Nombre de cellules de référence
CFAR	Constant False Alarm Rate
CA-CFAR	Cell Averaging CFAR
OS-CFAR	Ordered Statidtics CFAR
U, V	Demi-fenêtre de référence
FGM	la fonction génératrice des moments

Liste de Tableaux

Tableau II.1 : Erreur de détection	36
Tableau III.1 : Valeurs du facteur d'échelle du CA-CFAR	52
Tableau III.2 : Valeurs du facteur d'échelle de l'OS-CFAR	55
Tableau III.3 : Règle de la fusion AND	59
Tableau III.4 : Règle de la fusion OR	62

.

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

➔ Motivation :

L'histoire de radar est une branche de l'histoire de l'électronique qui devient un des fondement de la stratégie militaire du XXe siècle. Les premières décennies du XXème siècle voyaient plusieurs découvertes en électronique rendant possible le développement d'un système opérationnel, juste à temps pour la seconde Guerre mondiale. Le radar a joué un rôle crucial dans le conflit, et a probablement eu une contribution plus importante pour la victoire des Alliés que la bombe atomique. L'expérience acquise pendant le conflit par un grand nombre de chercheurs a permis d'élargir l'utilisation du radar à d'autres domaines que le militaire tels que : l'aviation civile, le contrôle maritime, la détection météorologique, les détecteurs de vitesse de nos routes, ...etc.

Avec la progression de la technologie tout-au-long des dernières cinquante années, le concept du radar n'a cessé de se développer, et il est devenu un outil indispensable de surveillance quelque soit les variations du milieu.

Dans les systèmes radar, on cherche toujours à optimiser les performances de détection adaptativement aux changements de l'environnement, alors que le problème dans ces systèmes revient à observer le signal reçu et à prendre une décision sur la présence ou l'absence d'une cible. La prise de décision est basée sur des tests qui doivent aboutir à une détection adaptative. Le changement de l'état de l'environnement peut faire augmenter sensiblement la puissance du bruit, ce qui conduit intolérablement à une saturation du PPI (Plan Position Indicator) en premier lieu et du système radar en général. C'est à cause de cette situation que les chercheurs se sont penchés sur la solution adaptative qui signifie une utilisation d'un seuillage adaptatif au niveau de bruit et des signaux indésirables avec le maintien de la probabilité de fausse alarme constante.

➔ Problématique :

La tendance pour les systèmes radar allant simultanément vers une couverture parfaite au idéal du milieu entouré, que consiste à prévenir une détection optimal des cibles, quelque soit la situation présente dans le milieu sachant que les conditions de détection sont variable et dépendant de l'environnement que se soit homogène ou non homogène (présence de clutter, cible interférents) de ce fait, dans beaucoup de cas les performance de détection se dégradent dans des environnement critique tels que, un très faible rapport signal a bruit une présence d'interférence et ou de clutter. Cette situation peut être améliorée par un arrangement d'une manière adaptative du seuil de détection par l'utilisation d'un taux de fausse alarme constant (CFAR), mais les problèmes peuvent persister. Il apparait que l'utilisation de nouveaux détecteurs bases sur la technique de fusion à base de détecteur CFAR constitue des solutions pour des situations critiques que peut rencontrer le système radar.

➔ Objectifs :

L'objectif de ce travail, et d'améliorer les performances de détecteur adaptative OS-CFAR basé sur les statistique d'ordre, en appliquant différentes règles de fusion logique, en milieu homogène et non homogène en présence d'interférence.

Les performances de détecteur distribué sont comparées dans déférentes situation par rapport aux performances de CA-CFAR.

La théorie des déférentes techniques de fusion et développée, afin d'aboutir à une fonction objective, dont on doit minimiser la probabilité de fausse alarme globale par rapport à celle désirer et maximiser la probabilité de détection globale. Ainsi, l'intérêt de la fusion sera prouvé par rapport à l'utilisation d'un unit détecteur.

➔ Organisation de mémoire :

Notre projet vise principalement à exploration des techniques de détection appliquées dans les systèmes radars modernes. Et à cet effet, avant d'entamer le domaine de détection radar, il faut d'abord illuminer le concept de radar. Pour cela nous avons consacré le premier chapitre aux généralités sur les radars, le chapitre 2 est dédié à une étude sur les différentes technique de détection utilisées.

Par la suite, le chapitre 3 aborde la théorie de détection de CFAR, qui sera suivit par celle des détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR de façon détaillée. En fin de chapitre la théorie de la fusion basée sur des règles logique OR et AND est exposée dans le cas des détecteurs sites précédemment.

Le dernier chapitre 4 est dédié à la simulation et interprétation afin d'analyser les performances des détecteurs en milieu homogène et non homogène dans le cas d'un seul capteur puis en fusion.

Et finalement, une conclusion générale pour les résultats trouvés.

Chapitre 1

GÉNÉRALITÉS SUR LE RADAR

Résumé :

Ce chapitre introduit un bref historique sur le radar ainsi les notions de base du système, ces composants, son principe de fonctionnement ainsi une citation de différents types passant par une définition du clutter et du bruit. Aussi on parle sur l'équation radar, les modèles de cibles fluctuantes Swerling, l'effet doppler, et ensuite on cite généralement les parties du traitement de signal radar sachant que notre projet vise une partie de ce traitement.

Histoire du Radar :

Le radar est certainement une des inventions les plus utiles en aéronautique moderne. On n' imagine plus un appareil volant sans cet instrument, ni une tour de contrôle fonctionnant sans son aide. Nul ne peut toutefois revendiquer pour lui seul la paternité de cette découverte.

Le radar (RadioDetection And Ranging) est en effet le fruit des recherches de nombreux physiciens et du travail de beaucoup d'ingénieurs à travers le monde. Chacun profitant des découvertes précédentes pour faire avancer sa propre recherche.

On peut faire remonter la source de l'invention à 1864. Cette année-là le physicien britannique James Clerk Maxwell formule les équations régissant les ondes électromagnétiques. Honneur aux Anglais donc. Mais pas pour longtemps.

En 1889 l'Allemand Heinrich Rudolph Hertz prouve par l'expérience que les ondes électromagnétiques se réfléchissent sur des surfaces conductrices. C'est une première application. Christian Hülsmeyer, un autre ingénieur allemand, émet en 1904 l'hypothèse qu'il serait possible d'utiliser cette propriété afin d'éviter les collisions des navires et travaille à une mise au point d'un instrument.

C'est après la guerre de 1914 que de nombreux laboratoires en Europe et aux États-Unis vont s'intéresser de plus près à la découverte.

En 1922 l'Italien Guglielmo Marconi invente un dispositif à peu près identique à celui de l'Allemand Hülsmeyer. La réelle mise au point du radar tel qu'on le connaît va commencer.

En 1924, en Angleterre E.V. Appleton, prix Nobel de physique en 1947, et A. F. Barnett réalisent plusieurs expériences de détection d'objets à l'aide d'ondes radio. Ces mêmes expériences sont réalisées aux États-Unis notamment par Taylor et Young sur des immeubles à structure métallique.

En 1927, en France, Camille Gutton et Pierret expérimentent dans la cour de la faculté de Sciences de Nancy les échos d'ondes. L'affaire restera dans la famille puisque le fils de Camille Gutton, Henri, sera un de ceux qui mettront vraiment au point le radar. À cette même époque il faut également retenir le nom de Maurice Ponte qui va travailler avec Maurice de Broglie sur les associations des ondes à l'électron. Les éléments se mettent en place. Nous sommes près de la découverte qui va réellement intervenir quelques mois plus tard.

En 1931 en France, deux conseillers techniques de la radiographie militaire, Mesny et David, remarquent que le passage d'avion crée des perturbations dans les communications.

En 1935 ils mettent au point un appareil permettant de repérer ces avions. Mais 1934 peut être retenu comme la date de naissance effective du radar. Au cours d'essais de réglage d'un émetteur à magnétron dans la cour de l'usine de la SFR à Levallois, les ingénieurs constatent une réception parasite. Ils en cherchent l'origine sur le matériel ; la cause est bien plus étonnante : les coups de vent qui font tourner les roues des bicyclettes suspendues sous un abri. Après une longue observation, ils concluent que l'écho tourne en même temps et au même rythme que les vélos.

Il n'en faut pas plus pour décider du sens de la recherche. Un comité de direction décide de la réalisation d'un équipement spécial de détection pare écho. Encore faut-il choisir les bonnes ondes. Ils optent pour les ondes centimétriques.

Une chance car tout l'avenir du nouveau détecteur que l'on n'appelle pas encore radar mais détecteur d'obstacles, allait en dépendre. Les équipes de la Compagnie Générale de T.S.F. et de la Société Française de Radio-électricité (C.S.F.R.) mettent donc au point le premier appareil. Il sera installé sur le cargo Oregon en novembre 1934 et équipera dès août 1935 le paquebot Normandie... Honneur aux Français !

Le radar était né. Il allait désormais prendre sa place partout sur terre, sur mer et dans le ciel.

En 1935 en Angleterre, le Comité pour l'étude des moyens de défense aérienne reçoit de Sir Robert Watson-Watt, alors chef de la section radio du laboratoire national de physique, un projet de signalement à distance des avions par la détection électromagnétique.

Le 5 décembre 1935, le ministère de l'Air britannique décide de construire sur la côte est de l'Angleterre un dispositif pour protéger l'estuaire de la Tamise. Il est renforcé au printemps 1937 par 15 stations installées sur les côtes est et sudest. Les autorités navales américaines se penchent elles aussi sur la question. L'amiral Bowens obtient du Congrès un crédit de 100 000 dollars.

En avril 1937 les Américains font les premiers essais de radar, à bord du destroyer Leary, à l'embouchure de la Chesapeake.

À la même époque, le ministère de la Guerre et la Commission parlementaire de l'armée assistent à Fort Monmouth à des expériences de détection d'avions.

La guerre allait permettre de développer considérablement le radar. Et aujourd'hui encore les laboratoires du monde entier travaillent à son perfectionnement quotidien.

I.1 Introduction :

Le RADAR (**RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging) est l'une des merveilles du vingtième siècle C'est un système électromagnétique utilisé pour détecter la présence des objets mobiles et déterminer leur trajectoire, leur vitesse, leur point de contact le plus proche, et d'autres données, tout en transmettant des ondes radioélectriques, dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1 m. Il en extrait alors l'information nécessaire sur la cible à partir du signal échoïque.



Figure I.1 : Antenne Radar

La propriété première du radar, à savoir une grande précision des mesures de la distance a aussi permis de mesurer avec précision la distance de la terre à différents astres soit avec des ondes radio soit aussi avec le laser. Dans le domaine civil, les applications du radar sont devenues nombreuses et importantes, allant du contrôle de la circulation aérienne, si dense actuellement, avec des matériels de grande portée, à celui de l'atterrissage dans des conditions de visibilité très réduite. En météorologie, il permet de suivre les ballons-sondes, de mesurer le plafond des couches nuageuses au-dessus des aéroports et d'avertir les équipages de la présence de perturbation sur leur route, ce qui permet de les éviter. Sur les routes, il permet la surveillance de la vitesse des automobilistes, et par conséquent, participe à l'amélioration de la sécurité de la circulation routière. Enfin, il est largement utilisé dans l'exploration spatiale puisqu'il rend possible l'étude du sol des planètes entourées de nuages, par exemple, Venus.

Le mot radar s'applique donc à une vaste gamme de matériels et d'installations allant d'équipements de bord, de volume et de poids très réduits, à de très gros ensembles servis par des centaines de personnes. Cependant, en dépit de cet extrême diversité d'aspects et d'emplois, les mêmes principes de base se retrouvent sur tous les types d'équipements. Ce sont donc surtout ces principes qui sont étudiés dans la littérature radar et de surcroît leurs prolongements actuels, c'est-à-dire les radars modernes.

I.2 Classification des systèmes radar :

Selon l'information désirée, les ensembles du radar doivent avoir des qualités différentes des technologies. Une raison pour ces qualités différentes et ensembles du radar des techniques est classée dans :

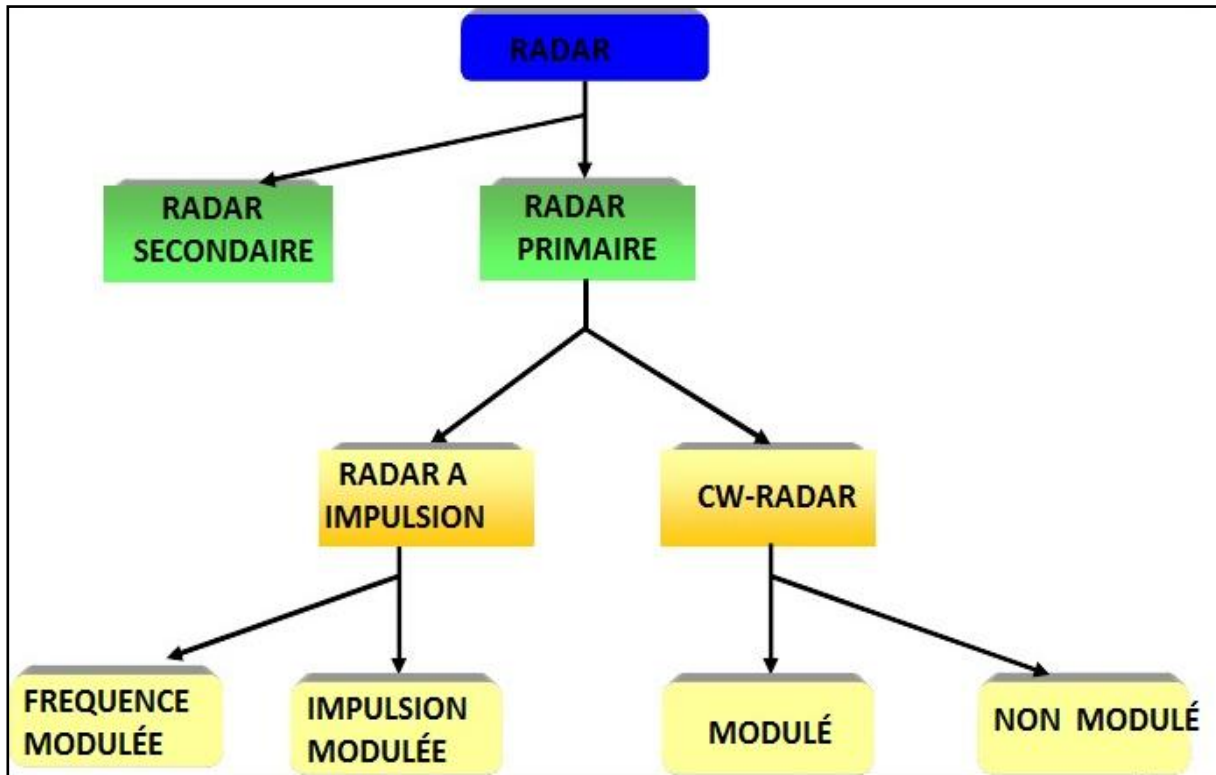


Figure I.2 : Classification des systèmes RADAR.

1- Radar secondaire :

Les radars connus sous le nom de radars secondaires, dépendent dans leur fonctionnement, d'une réponse de la cible. La plupart de ces dispositifs sont utilisés pour la navigation et les télécommunications.

2- Radar primaire :

Les radars primaires peuvent être de type à deux dimensions donnant des mesures de la distance et de l'azimut ou de trois dimensions, pour lesquelles une mesure complémentaire en angle de site est alors disponible. Il existe des radars primaires d'approche qui sont implantés dans les aéroports et qui ont pour but de détecter tous les avions s'approchant d'un aéroport.

2.1- Radar à impulsion :

Le radar à impulsions classiques émet des impulsions rectangulaires de durée non modulées en fréquence. Par contre une nouvelle technique sert à moduler la fréquence pour obtenir un récepteur idéal.

2.2- Radar à onde continu (CW RADAR) :

Dans ce type de radar, l'émetteur génère une oscillation continue à la fréquence f_0 qui est rayonné par l'antenne. Une portion du signal émis est réfléchi par la cible et est interceptée par l'antenne. La fréquence du signal reçu sera décalée de celle du signal émis f_0 d'une quantité $\pm f_d$ ce qui représente la fréquence Doppler. Un amplificateur Doppler sert à éliminer les échos dus aux cibles fixes et d'amplifier le signal pour le rendre exploitable.

D'autres types de Radars : Il existe plusieurs types de Radars que, parmi eux :

A/ Le Radar panoramique :

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

B/ Le Radar de poursuite :

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

C/ Le Radar de sitométrie (radioaltimètre) :

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

D/ Le Radar illuminateur :

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

I.3 Les Composant d'un système radar :

Le schéma ci-dessous illustre les différentes composantes d'un radar. L'antenne du radar illumine la cible avec des micro-ondes, qui sont alors réfléchies puis interceptées grâce à un récepteur.

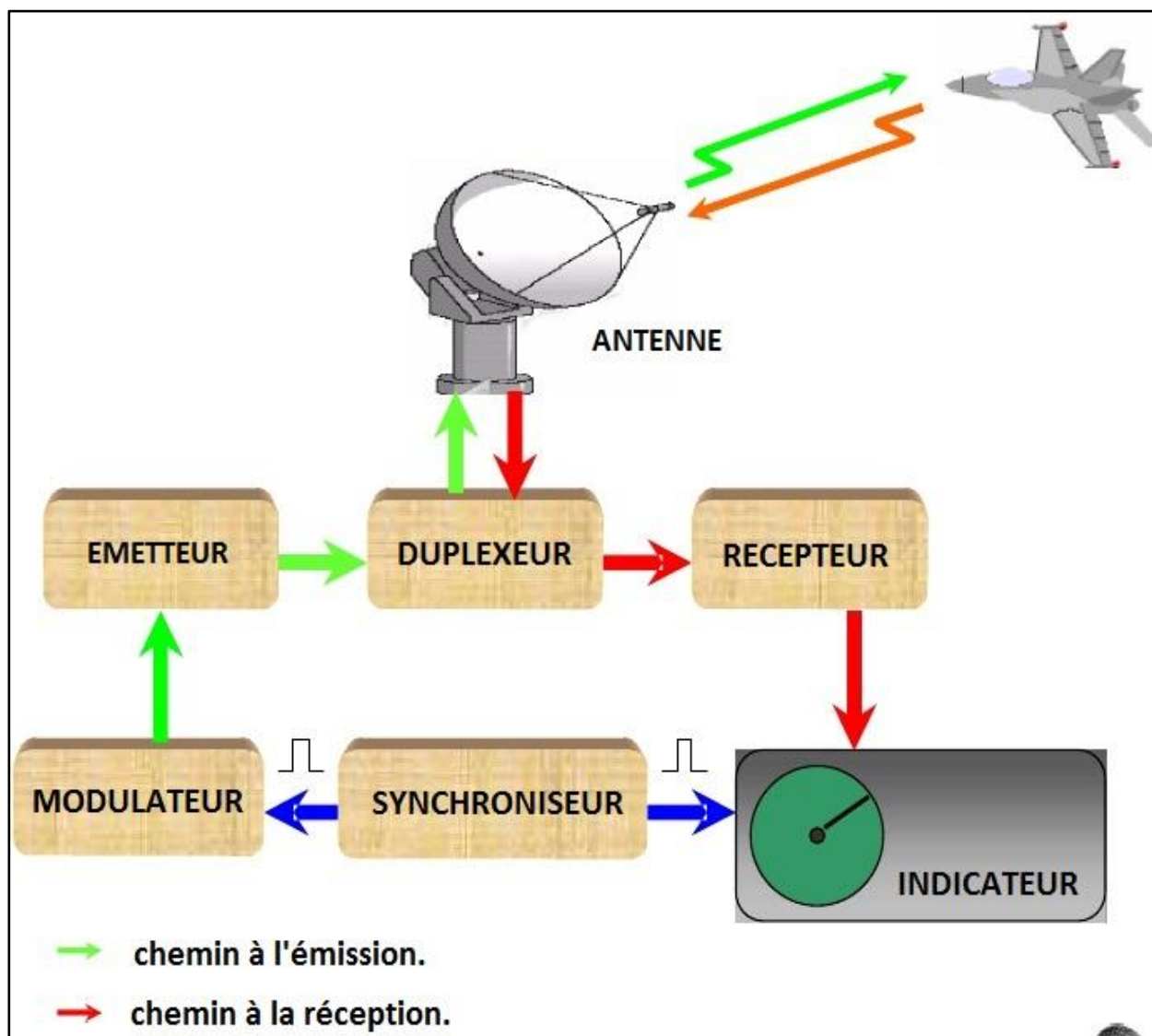


Figure I.3 : Schéma synoptique d'un Radar.

➤ **L'émetteur :**

C'est un appareil qui génère des ondes radios à des fréquences de l'ordre du GHz, et des puissances désirées dans un tube d'émission.

➤ **Le duplexeur :**

C'est un commutateur électronique qui dirige l'onde vers l'antenne avec un minimum de pertes lors de l'émission, ou le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception toujours avec un minimum de pertes. Il est utilisé dans un RADAR monostatique.

➤ **L'antenne :**

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

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

➤ **Le récepteur :**

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

➤ **Le synchroniseur :**

C'est le composant le plus important dans le système radar, il contient une horloge de très grande stabilité (10^{-4} à 10^{-6}) à partir duquel sont produits les signaux de synchronisation.

➤ **Le modulateur :**

Le modulateur est un circuit électronique qui permet de fractionner le signal radio en pulsations. Ce dispositif constitue la partie active de l'émetteur qui sert à stocker l'énergie pendant le temps entre deux impulsions successives. Un radar émet de 500 à 3,000 pulsations par seconde et chaque pulsation a une durée de 0,1 à 0,5 micros secondes. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des pulsations, en fonction de la zone à couvrir. Des pulsations plus courtes produisent une image plus nette mais demande un rythme d'émission plus rapide. Puisque l'écho ne peut être reçu tant que la pulsation entière n'est pas émise, la longueur de la pulsation détermine également la portée minimale.

I.4 Principe de fonctionnement d'un Radar :

Le système radar travaille sur le principe qu'un émetteur émet dans son environnement un faisceau d'ondes radioélectriques et attend qu'ils se réfléchissent par la cible et se détectent par un récepteur pour donner des informations tels que: la position qu'elle est estimée à partir du calcul de temps de retour de signal ce qui indique aussi la distance si (ΔT) est la différence entre les instants d'émission et de réception et C la célérité des ondes radio dans l'air, la distance d de la cible au radar, en supposant que l'émetteur et le récepteur soient au même endroit, est donnée par la relation :

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

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

I.4.1 Résolutions des radars :

La résolution (ou pouvoir de séparation) d'un radar est sa capacité à distinguer deux cibles très proches l'une de l'autre, en azimut, en distance ou en vitesse. Les radars de contrôle d'armes, qui demandent une grande précision, doivent être capables de distinguer des cibles espacées de quelques mètres. Les radars de veille, généralement moins précis, ne peuvent faire de distinction qu'entre des cibles espacées de quelques centaines de mètres.

La résolution d'un radar de surveillance est divisée en deux parties : la résolution en distance et la résolution angulaire (en azimut).

❖ Résolution en distance :

La résolution en distance ΔR est la capacité d'un système radar à distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même direction mais à des distances différentes. La qualité de la résolution dépend de la largeur de bande Δf de l'impulsion émise.

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f} \quad \text{avec} \quad \Delta f = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df}{|S(f)|_{\max}^2} \quad \text{et} \quad S(f) \text{ spectre du signal } s(t) \quad (\text{I.2})$$

Dans le cas particulier d'une impulsion non modulée,

$$\Delta f \approx \frac{1}{\tau}, \quad \text{d'où} \quad \Delta R = \frac{c\tau}{2} \quad (\text{I.3})$$

❖ Résolution angulaire :

La résolution angulaire est l'écart angulaire minimum qui permet au radar de distinguer deux cibles identiques se présentant à la même distance. La résolution angulaire d'un radar est déterminée par la largeur de son lobe d'antenne, elle-même définie d'après son angle à -3dB (largeur du lobe à mi-puissance).

Les points du diagramme de rayonnement de l'antenne qui reçoivent la moitié de la puissance émise (c'est à dire la largeur du lobe à -3dB) sont considérés comme les limites du lobe lorsque l'on calcule la résolution angulaire ; deux cibles identiques, à la même distance, sont de fait vues par un radar à des azimuts ou des sites différents lorsqu'elles sont espacées angulairement d'une valeur supérieure à la largeur du lobe à -3dB.

La résolution angulaire en azimut ou site rapportée à une distance R entre deux cibles peut être calculée par la formule suivante :

$$\Delta_{az} = 2R \sin\left(\frac{\theta_{az}}{2}\right) \approx R\theta_{az} \quad (m) \quad (\text{I.4})$$

$$\Delta_{site} = 2R \sin\left(\frac{\theta_{site}}{2}\right) \approx R\theta_{site} \quad (m) \quad (\text{I.5})$$

I.5 l'effet Doppler :

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

$$f_D = \frac{v_r}{\lambda} \quad (\text{I.6})$$

Où, λ est la longueur d'onde du signal émis.

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

La première fois, le radar est une source et la cible un observateur, ce qui entraîne le décalage donné par (I.6) ; la seconde fois, la cible devient une source et le radar un observateur, ce qui donne un deuxième décalage égal au premier. Le décalage total est donc la somme des deux, et l'expression (I.6) devient :

$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (\text{I.7})$$

Dans l'équation (I.7), la vitesse v_r peut être positive ou négative. Si v_r est négative, la cible est en éloignement et la fréquence Doppler f_D est négative : la fréquence de l'écho est décalée vers le bas, si v_r est positive, la cible est en rapprochement et la fréquence Doppler f_D est positive :

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

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

I.6 Équation Radar :

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

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.

On supposera que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir une quelconque perturbation.

On considère un radar mono statique doté d'une antenne directive utilisée en émission et en réception de gain max G et de surface équivalente :

$$A_e \text{ avec la relation } G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (\text{I.8})$$

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 concentriques autour de l'antenne. Lorsque le rayon de la sphère augmente, une même quantité d'énergie est diffusée sur une plus 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 rayonnée par l'antenne à la distance R du radar pour une puissance crête P_c émise :

$$P_i = G \frac{P_c}{4\pi R^2} \left(\frac{W}{m^2} \right) \quad (I.9)$$

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 réfléchiée par la cible qui est renvoyée vers l'antenne du radar. Afin de déterminer la valeur de cette puissance réfléchiée utile, il est nécessaire de définir une surface équivalente radar de la cible SER (RCS en Anglais) notée σ . 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 réfléchiée est importante. 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.

La puissance totale reçue par la cible est :

$$P_{cib} = p_i \cdot \sigma = \frac{P_c}{4\pi R^2} G \sigma \quad (W) \quad (I.10)$$

La cible se comporte comme un émetteur qui réémet omnidirectionnellement (gain=1) la puissance P_{cib}

La densité de puissance atteignant le radar s'écrit donc :

$$P_r = \frac{P_{cib}}{4\pi R^2} = \frac{\sigma G P_c}{(4\pi R^2)^2} \quad (W/m^2) \quad (I.11)$$

La puissance totale captée par le radar qui dépend de la surface équivalente A_e de l'antenne du radar est :

$$P_r = P_r \cdot A_e = \left(\frac{\sigma G P_c}{(4\pi R^2)^2} \right) \left(\frac{G \lambda^2}{4\pi} \right) = \frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{4\pi^3 R^4} \quad (W) \quad (I.12)$$

d'où on tire la distance :

$$R = \left(\frac{P_c G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_r} \right)^{1/4} \quad (W) \quad (I.13)$$

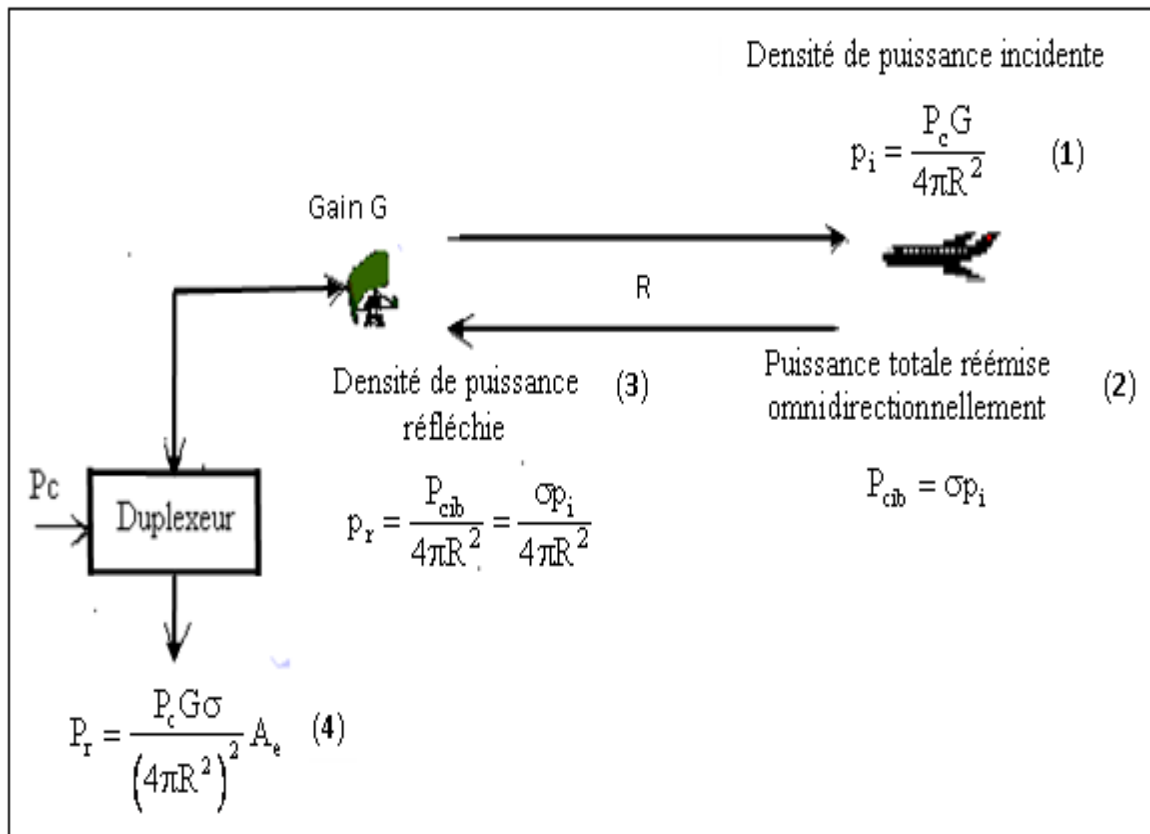


Figure I.4 : Elaboration équation du radar

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

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

I.7 le Clutter et le Bruit :

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

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

I.7.1 Définition de Bruit :

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

Ce bruit de fond est constitué de deux types de bruit [3] :

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

I.7.2 Définition de Clutter :

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

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

I.7.3 Types de clutter (fouillis) :

- **Le fouillis de sol (ou de la terre)**

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

- **Le fouillis de mer**

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

- **Le fouillis atmosphérique**

Le fouillis atmosphérique est représenté par :

- ❖ Fouillis de pluie.
- ❖ Fouillis de neige.
- ❖ Fouillis de nuage.
- ❖ Fouillis de brouillard.

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

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

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

- Le clutter à distribution homogène comme le clutter de mer non agitée, de la pluie, de la neige et le clutter des chaffs.
- Le clutter à distribution non homogène comme le clutter de sol et la mer non agitées.
- Le clutter ponctuel qui est dû aux essaims d'oiseaux, aux éléments terrestres et aux surfaces des véhicules.

I.8 Ambiguïté en distance :

Les émissions du radar sont périodiques et constituées d'un court intervalle τ pendant lequel l'émission proprement dite se fait et d'une longue période d'attente d'un écho éventuel. Supposons qu'après deux émissions successives le radar ait reçu un écho (**Figure I.5**) Cet écho peut bien correspondre à la première émission comme à la deuxième émission, mais le radar considère naturellement qu'il s'agit d'un écho de la dernière émission. Il calcule donc la distance de la cible et trouve R_2 , alors que la distance R_1 convient aussi.

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

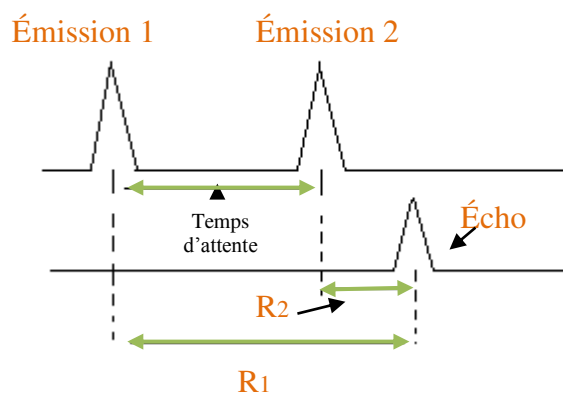


Figure I.5 : Illustration de l'ambiguïté en distance.

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

I.9 Modèles de cibles fluctuantes :



Figure I.6 : Modèles de surface équivalente

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

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

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

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

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

Pour modéliser la fluctuation des cibles, il y a principalement quatre cas, dits de Swerling, correspondant à des modèles mathématiques décrivant l'enveloppe de la distribution des amplitudes des échos. Ces modèles sont numérotés de 1 à 4 avec un modèle supplémentaire 5 (ou 0) moins utilisé que les précédents [3,4].

I.9.1 Modèle 1 de Swerling :

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

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

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

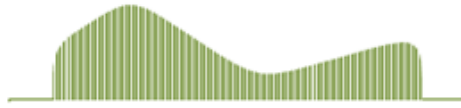


Figure I.7 : Swerling 1

I.9.2 Modèle 2 de Swerling :

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

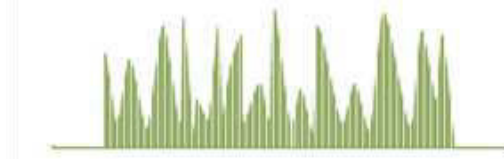


Figure I.8 : Swerling 2

I.9.3 Modèle 3 de Swerling :

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

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



Figure I.9 : Swerling 3

I.9.4 Modèle 4 de Swerling :

Dans ce cas, les fluctuations sont d'impulsion à impulsion. Le modèle 4 est similaire au modèle 2 mais sa densité de probabilité est donnée par (I.10).



Figure I.10 : Swerling 4

I.9.5 Modèle 0 ou 5 de Swerling :

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

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

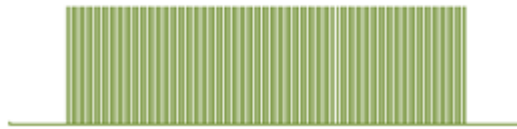


Figure I.11 : Swerling 5

I.10 Phases de traitement de signal :

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

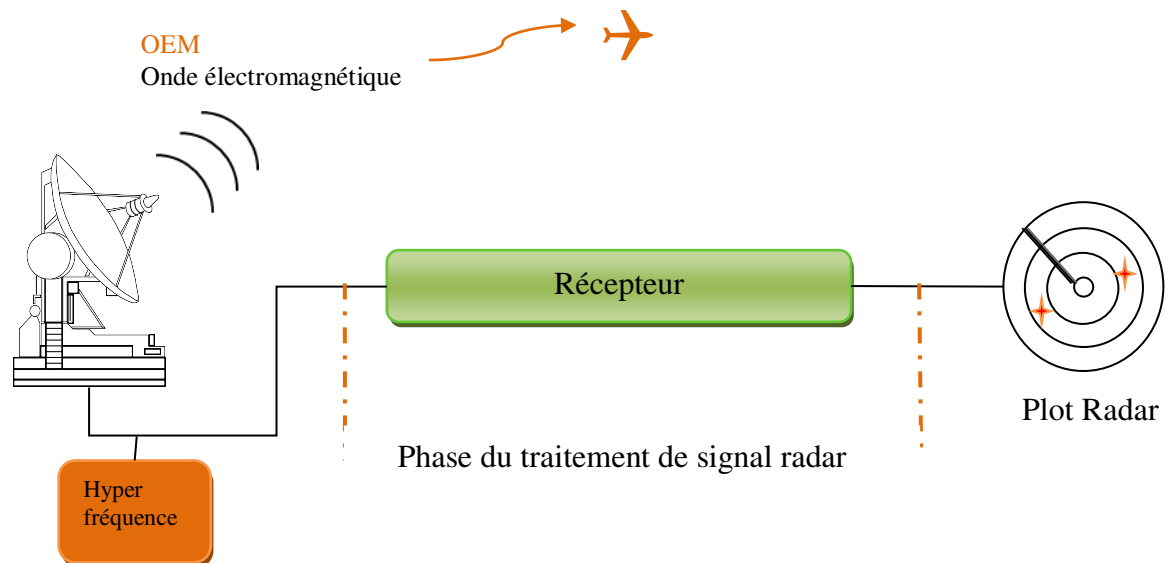


Figure I.12 : la phase du traitement de signal radar

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

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

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

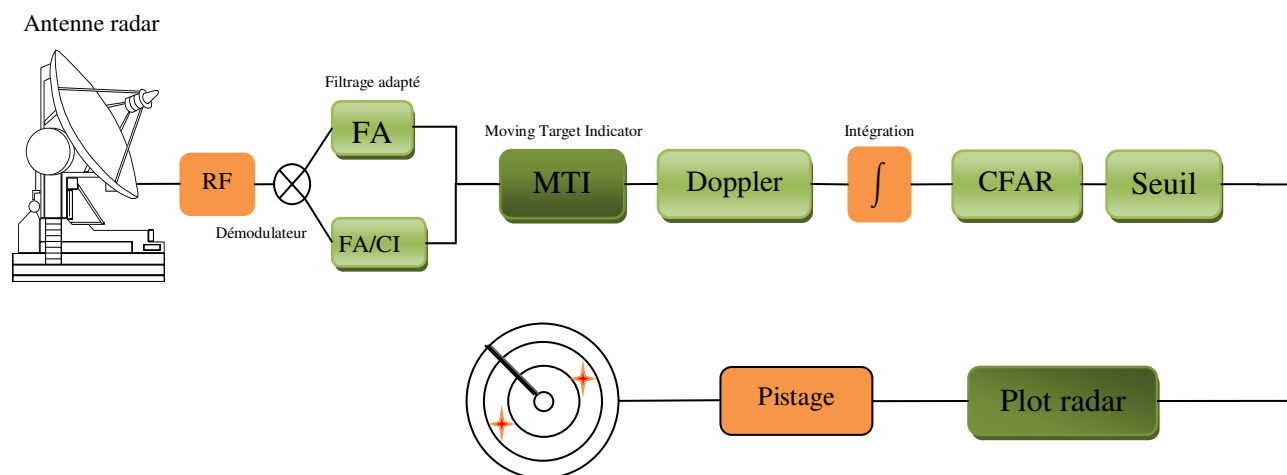


Figure I.13 : Schéma présentant différentes phase de traitementde signal radar

I.11 Conclusion :

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

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

Chapitre 2

LA DÉTECTION RADAR

Résumé :

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

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. 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.

Pour cela la figure ci-dessous représente en générale quelques parties du système radar qui sont étudiés déjà précédemment qui s'incluent dans l'équation radar, cette dernière est suivie après un traitement de signal par la partie détection qui inclue à son tour des paramètres tels que la probabilité de détection de cible, la fluctuation des cibles ...

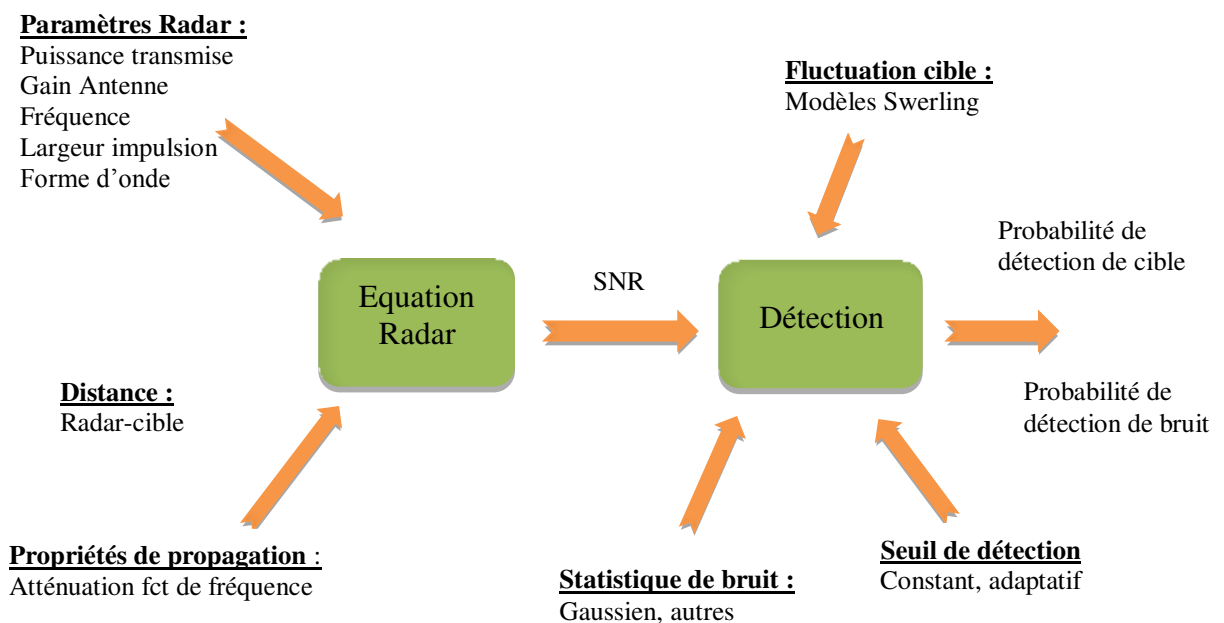


Figure II.1 : Équation Radar et détection

Dans les systèmes de détection radar, le problème revient à observer le signal reçu et à prendre une décision de l'absence ou de la présence d'une cible. La prise de décision est basée sur des tests d'hypothèses, ces derniers visent à trancher entre deux hypothèses : une est appelée nulle qui signifie l'absence du signal utile et l'autre appelée alternative qui signifie la présence du signal utile. Pour développer les tests statistiques de décider qu'elles hypothèses sont correctes, différents moyens sont adoptés. Bayes et Neyman-Pearson ont initié les premiers développements dans les tests d'hypothèses. Voyant les hypothèses en terme de prise de décision c.à.d présence ou absence du signal on peut noter cette opération par détection de signal binaire, appelé binaire dans le sens qu'il y a deux hypothèses possibles soit un 1 ou un 0.

Pour bien mener l'intérêt de ce chapitre on a opté à étudier en premier lieu quelques notions de base de détection caractérisées par les critères de décision et puis on fait une étude sur les techniques de détection.

II.2 Théorie et Critères de décision :

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

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

$$y(t) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda \quad (\text{II.1})$$

Le signal $y(t)$ à traiter étant de nature aléatoire, on lui associe une densité de probabilité conditionnelle $f_{Y/H_i}(y/H_i)$; $i = 0, 1$.

On a donc deux cas selon l'hypothèse considérée :

- sous H_0 , c'est-à-dire si $y(t)$ ne contient que du bruit, la densité de $y(t)$ est $f_{Y/H_0}(y/H_0)$.
- sous H_1 , c'est-à-dire si $y(t)$ porte l'écho d'une cible, elle est représentée par $f_{Y/H_1}(y/H_1)$.

A titre d'exemple, si sous H_0 $y(t)$ est un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 alors :

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

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

$$f_{Y/H_1}(y/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(y^2 - m_Y)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (\text{II.3})$$

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

$$f_{Y/H_0}(y/H_0) \text{ et } f_{Y/H_1}(y/H_1) \quad (\text{II.4})$$

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

Décidez H_0 quand H_0 est vrai (II.5)

Décidez H_0 quand H_1 est vrai (II.6)

Décidez H_1 quand H_0 est vrai (II.7)

Décidez H_1 quand H_1 est vrai (II.8)

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

II.3 Critère de décision :

II.3.1 Critère de Bayes :

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

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

$$\mathfrak{R} = C_{00}P(D_0, H_0) + C_{01}P(D_0, H_1) + C_{10}P(D_1, H_0) + C_{11}P(D_1, H_1) \quad (\text{II.9})$$

D'après la loi de Bayes, on a :

$$P(D_i, H_j) = P(D_i/H_j)P(H_j) \quad (\text{II.10})$$

Où $P(H_j) = P_j$; $j = 0,1$

Désigne la probabilité a priori de l'hypothèse H_j . En substituant (II.10) dans (II.9), il vient :

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

En remplaçant maintenant les équations et en remarquant que :

$$P_m = 1 - P_d \quad (\text{II.12})$$

Et :

$$P(D_0, H_0) = 1 - P_{fa} \quad (\text{II.13})$$

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

$$\mathfrak{R} = C_{00}P_0 + C_{01}P_1 + (C_{10} - C_{00})P_0P_{fa} + (C_{11} - C_{01})P_1P_d \quad (\text{II.14})$$

Enfin, on remplace les expressions de P_d et P_{fa} données par (II.5) et (II.6) respectivement et on obtient :

$$\mathfrak{R} = P_0C_{00} + P_1C_{01} + \int_{Z_1} [P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0) - P_1(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0)] dy \quad (\text{II.15})$$

Dans l'expression (II.15), le terme $C_{00}P_0 + C_{01}P_1$ ne dépend pas des domaines Z_0 et Z_1 . La règle de décision s'obtient en affectant au domaine Z_1 l'ensemble des valeurs de $y(t)$ telles que l'intégrant soit négatif :

$$P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0) - P_1(C_{01} - C_{11})f_{Y/H_1}(y/H_1) < 0 \quad (\text{II.16})$$

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

$$\frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} > \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \quad (\text{II.17})$$

Le premier membre de la règle (II.17) est appelé rapport de vraisemblance et noté $\Lambda(y)$:

$$\Lambda(y) = \frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} \quad (\text{II.18})$$

et le deuxième membre est le seuil de détection, noté η , relativement à $\Lambda(y)$. Ainsi, la règle de décision s'écrit simplement :

$$\Lambda(y) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad (\text{II.19})$$

II.3.2 Critère de Neyman-Pearson :

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

Le critère de Neyman-Pearson consiste à fixer la probabilité de fausse alarme P_{fa} et trouver une règle de décision de manière que la probabilité de détection P_d soit maximale. Il se trouve [3] que la règle de décision est aussi la même que (II.19), sauf que pour le critère de Neyman-Pearson le seuil de détection, noté λ , est calculé après avoir fixé la probabilité de fausse alarme P_{fa} , alors que η est calculé dans le critère de Bayes à l'aide des coûts et des probabilités a priori.

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

$$\Lambda(y) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda \quad (\text{II.20})$$

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

$$P_{fa} = \int_{\lambda}^{\infty} \Lambda_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (\text{II.21})$$

$$P_d = \int_{\lambda}^{\infty} \Lambda_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (\text{II.22})$$

II.4 Techniques de détection :

Les techniques de détection radar peuvent être classées en techniques classiques et techniques adaptatives. En détection classique, le seuil de détection est fixe alors qu'en détection adaptative le seuil s'adapte continuellement au niveau de bruit. Cette partie du chapitre II a pour objet la présentation des deux techniques de détection en insistant sur la détection adaptative. Alors on commence par la détection classique ou bien détection à seuil fixe, son principe de fonctionnement est rappelé puis son principal inconvénient cité pour arriver à la détection adaptative qui est la base de notre sujet.

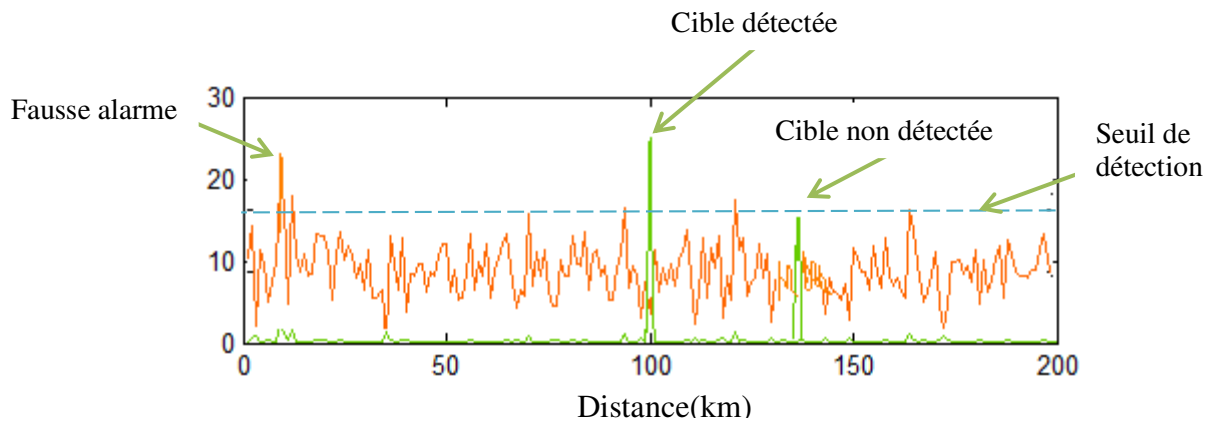


Figure II.2 : principe de détection.

Avant de discuter du fonctionnement des détecteurs classiques, c'est-à-dire des détecteurs à seuil fixe, il ne serait pas inutile de rappeler comment le radar perçoit son volume de surveillance, c'est-à-dire la région de l'espace surveillée.

Le signal émis par le radar est constitué d'impulsions de durée τ répétée avec une période de récurrence Tr , modulant une porteuse de plus haute fréquence. Lorsque deux cibles situées dans la même direction produisent chacune son propre écho, le radar ne peut pas les distinguer si la distance qui les sépare est inférieure à une distance minimale ΔR appelée résolution en distance et donnée par :

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} \quad (\text{II.23})$$

Où C désigne la célérité des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère. De même, le faisceau d'ondes émis, n'étant pas parfaitement directif, a une certaine ouverture angulaire qui impose au radar une résolution angulaire en site et en azimut.

Le volume de surveillance du radar est partitionné pour cette raison en petites régions adjacentes appelées cellules (**Figure II.3**). Une cible sera toujours vue à la même distance par le radar tant qu'elle reste à l'intérieur d'une même cellule et deux cibles situées dans la même cellule ne seront pas discernables.

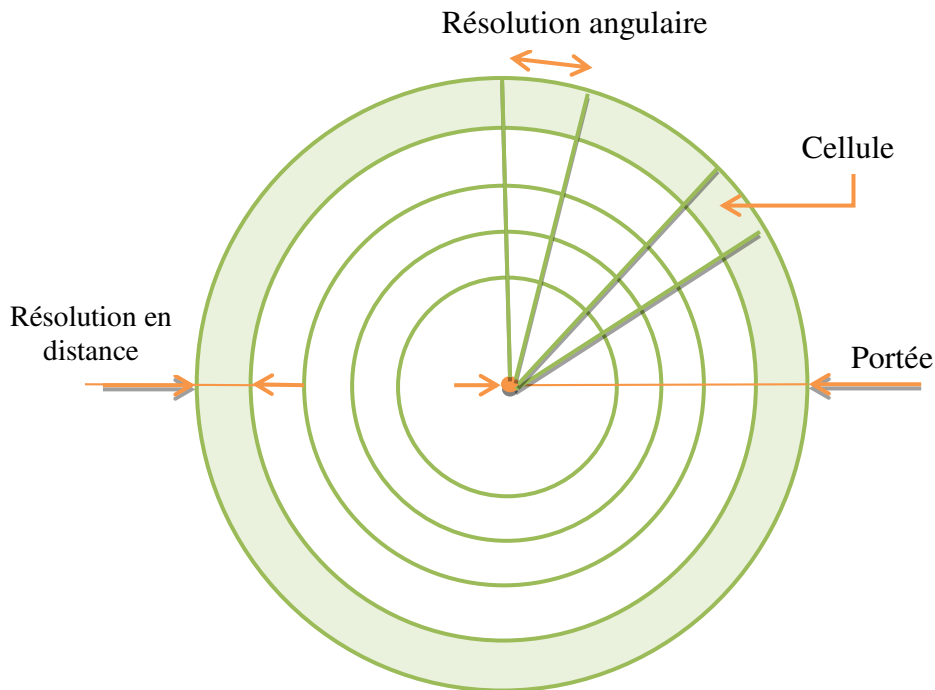


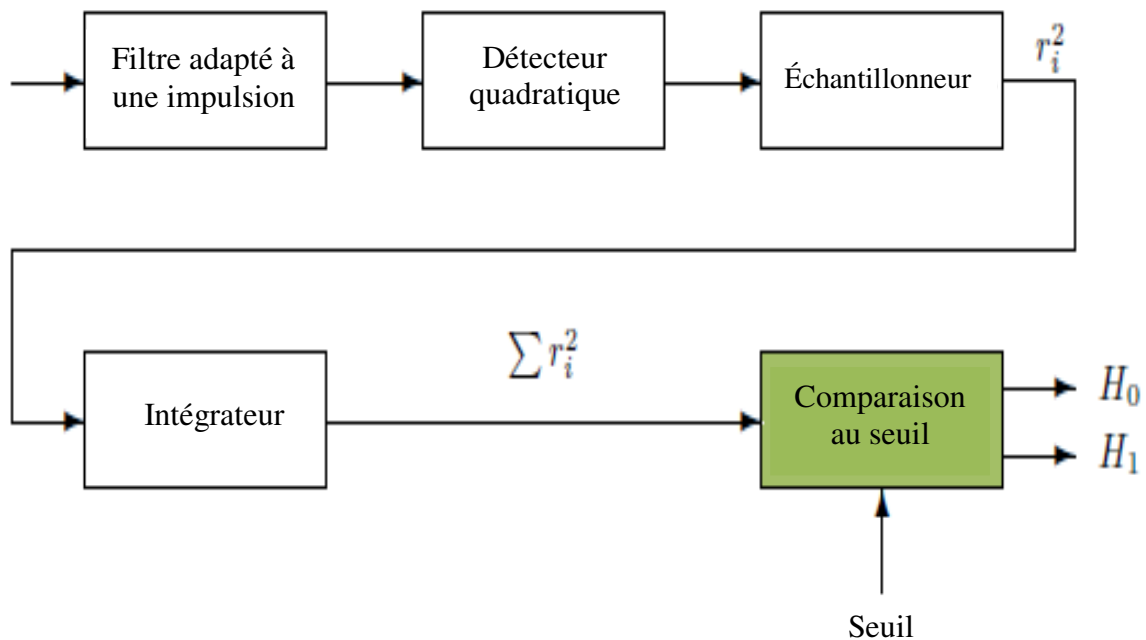
Figure II.3 : Structure du volume de surveillance d'un radar.

Supposons maintenant qu'une cible se trouve dans une des cellules du volume de surveillance. Lorsque le radar illumine cette cellule, la cible reçoit non pas une mais plusieurs impulsions successives et réfléchit en conséquence un écho constitué d'un train d'impulsions. L'amplitude des impulsions réfléchies peut être constante comme elle peut varier d'une impulsion à une autre. Ainsi, le détecteur dispose de plusieurs échos (impulsions) pour une même cible, alors que la prise de décision sur la présence ou non d'une cible se fait par comparaison à une seule valeur, qui est le seuil de détection. Il est donc nécessaire pour le détecteur d'estimer une amplitude du train d'impulsions reçu à partir des amplitudes des impulsions individuelles.

C'est cette amplitude estimée qui sera comparée au seuil de détection afin de décider si oui ou non une cible est présente dans la cellule testée.

II.4.1 Détection Optimale :

La distribution des amplitudes du train d'impulsions réfléchies dépend du modèle des fluctuations de la cible. Plusieurs auteurs ont étudié en détail la détection dans les conditions des différents cas de Swerling. Di Franco et Rubin en particulier ont montré que le détecteur optimal (**Figure II.3**) est le même pour les cinq cas de Swerling vus au (cf.I.9) pour un bruit blanc gaussien. Ce détecteur optimal fonctionne comme suit. À l'entrée du détecteur, le signal reçu passe à travers un filtre adapté à une seule impulsion pour en maximiser le rapport signal sur bruit. Filtre adapté à une seule impulsion signifie que les impulsions sont traitées en série, l'une après l'autre. Le signal à la sortie de ce filtre traverse un détecteur quadratique qui fait une double fonction : il extrait l'enveloppe du signal, c'est-à-dire fait une démodulation, et élève au carré l'amplitude de cette enveloppe. L'enveloppe est ensuite échantillonnée à la période de récurrence Tr des impulsions. Lorsque le radar termine le balayage de la cellule courante, il aura reçu un total de N échantillons tous provenant de la même cible, chaque impulsion produisant un seul échantillon. Ces N échantillons sont additionnés et le résultat, qui est une estimation de la puissance de l'écho de la cible, est comparé à un seuil fixe. Si le seuil est dépassé par la somme des échantillons, une cible est déclarée présente dans la cellule (H_1 est vraie), autrement la cellule est vide de cible (H_0 est vraie).

**Figure II.4 :** Diagramme d'un détecteur classique

Les problèmes concernant la détection radar pour une case d'analyse fixée, dans un vecteur d'observation X de dimension N , d'un signal complexe S connu, caractérisant une cible, perturbé par un bruit de fouillis b additif. Ces problèmes se traduisent généralement par un test d'hypothèses binaires comme on a mentionné à l'introduction de ce chapitre :

$$H_0: X = b \rightarrow X_i = b_i \text{ avec } i = 1, \dots, N \quad (\text{II.24})$$

$$H_1: X = b + s \rightarrow X_i = b_i + S_i \text{ avec } i = 1, \dots, N \quad (\text{II.25})$$

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

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

$$P_X(X/H_0) = P_C(X/H_0) \quad (\text{II.26})$$

De l'hypothèse H_1 , le signal reçu X est considéré contenir le signal s avec les échos de la cible mais noyé parmi les mêmes échos parasites de l'hypothèse H_0 . Sa densité de probabilité est notée par :

$$P_X(X/H_1)$$

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

- Décider H_0 alors que H_1 est vraie : c'est la non détection, qui présente la probabilité suivante :

$$P_{nd} = P(H_0/H_1) = 1 - P(H_1/H_1) = 1 - P_d \quad (\text{II.27})$$

- Décider H_1 alors que H_0 est vraie : c'est la fausse alarme, qui présente la probabilité suivante :

$$P_{fa} = P(H_1/H_0) \quad (\text{II.28})$$

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

II.4.2 Détection à seuil fixe :

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

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

H_0 : la cible est absente (bruit seul).

H_1 : La cible est présente avec le bruit.

Le problème de détection est résumé dans ce tableau suivant :

Reconnue \ Vraie	H_0	H_1
	H_0	H_1
H_0	Pas d'erreurs	Non détection
H_1	Fausse alarme	Pas d'erreurs

Tableau II.1 : Erreur de détection

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

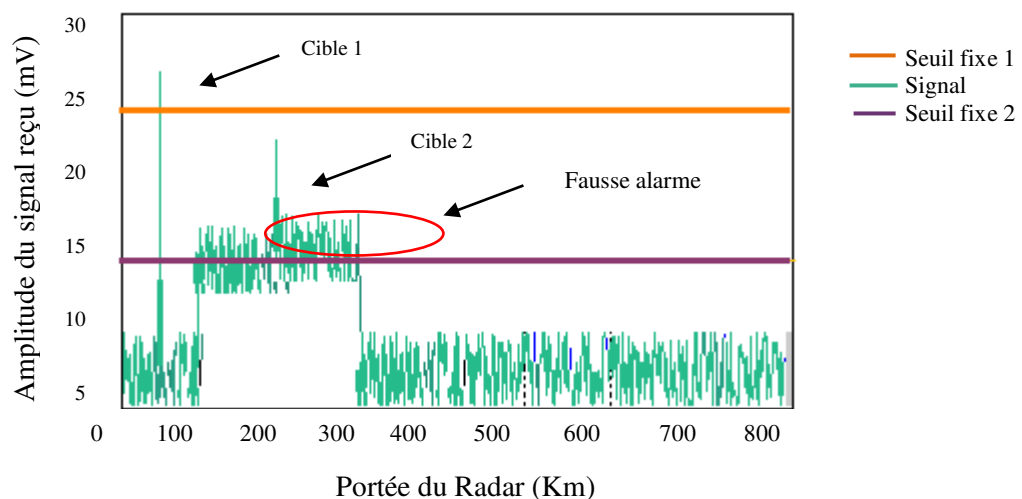


Figure II.5 : Principe de la détection à seuil fixe

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

II.4.3 Détection à seuil adaptatif :

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

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

$$R(t) = \alpha * s(t - \tau(d)) + b(t) \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\tau(d) = 2 * s(d/c) \quad (\text{II.30})$$

α : dépend de l'altitude de la cible, de ses propriétés de réflexion, de la distance, etc.

C : la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques.

$b(t)$: bruit blanc.

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

$$H_0 : R(t) = b(t)$$

$$H_1 : R(t) = \alpha * s(t - \tau) + b(t) \quad (\text{II.31})$$

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

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

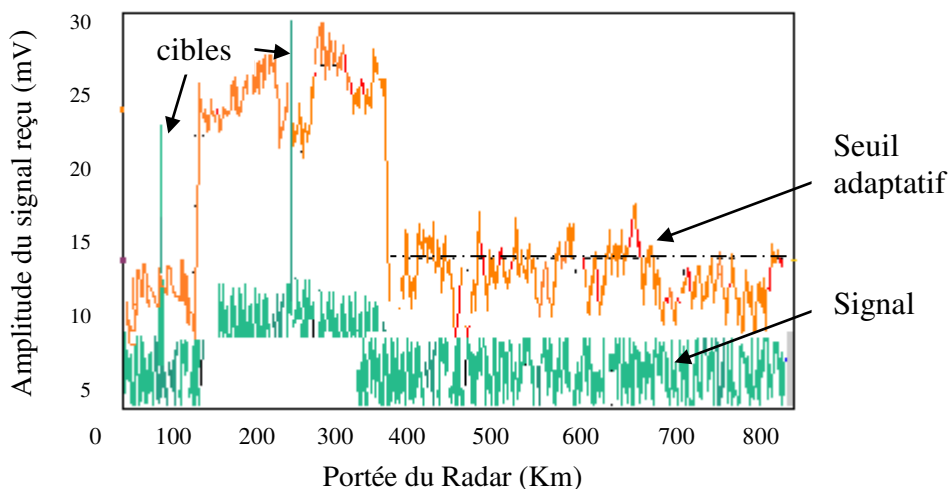


Figure II.6 : Principe de la détection à seuil adaptatif

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté en général quelque notion de base de la détection critères de décision, ainsi que les techniques de détection utilisées. Par conséquent nous avons constaté que la détection à seuil fixe ne peut pas être utilisée dans un environnement non homogène. Pour résoudre ce problème on a recours à la détection à seuil adaptatif qui assure un Taux de Fausse Alarme Constant.

Dans le chapitre suivant, on va étudier le détecteur CFAR et quelque détecteurs CFAR qui sont le CA CFAR et OS CFAR.

Chapitre 3

Détection à taux de fausse alarme constant CFAR

Résumé :

Ce chapitre est consacré à l'étude du détecteur CFAR (Constant False Alarm Rate) passant par une définition, arrivant aux limitations de ce détecteur qui sont la cause de développement de processeur CFAR, nous avons fait aussi une étude sur le CA-CFAR et OS-CFAR.

III.1 Introduction :

Pour une couverture parfaite du radar, on cherche toujours d'améliorer les performances de détection dont une décision optimale de présence ou d'absence de cible est désirée. Dans n'importe système de détection, le test routine connu est de faire une comparaison du niveau du signal reçu avec une valeur préposée (prédéfinie), si le seuil est dépassé la présence de cibles est déclarée sinon l'absence des cibles est déclarée, en pratique le signal reçu à partir du cible radar est souvent corrompu par le bruit thermique et par le bord clutter sachant que dans n'importe position ni la puissance de bruit ni la puissance de clutter est connu, ce qui rend leur expression mathématique difficile. Un processeur de détection d'une valeur fixée de seuil ne peut être appliqué si on désire contrôler le taux de fausse alarme (déclaration de présence du signal d'une cible dont elle est pratiquement non présente) par ce que ce dernier (le taux du fausse alarme) va s'accroître intolérablement au fur et au mesure que la puissance d'interférences et du clutter varie. Cette augmentation est radicalement indésirable par ce que la détection sous cette augmentation est mauvaise ce qui implique une couverture radar mauvaise. Donc il est nécessaire pour la détection automatique des systèmes radars modernes d'être adapter avec les variations qui se produit dans le milieu qui l'entoure .d'une manière précise, il faut que ces systèmes pose et prévenir un seuil adaptatif avec le maintien du taux de false alarme constant.

Quoi faire pour que les systèmes Radar soient adaptatifs avec toute situation ?

Pour que les systèmes radar soient adaptatifs avec les variations des milieux (bruit, clutter) une technique de détection adaptatif est adopté, c'est le détecteur CFAR.

III.2 Étude de détecteur CFAR :

III.2.1 Définition CFAR :

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

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

III.2.2 Principe de fonctionnement :

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

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

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

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

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

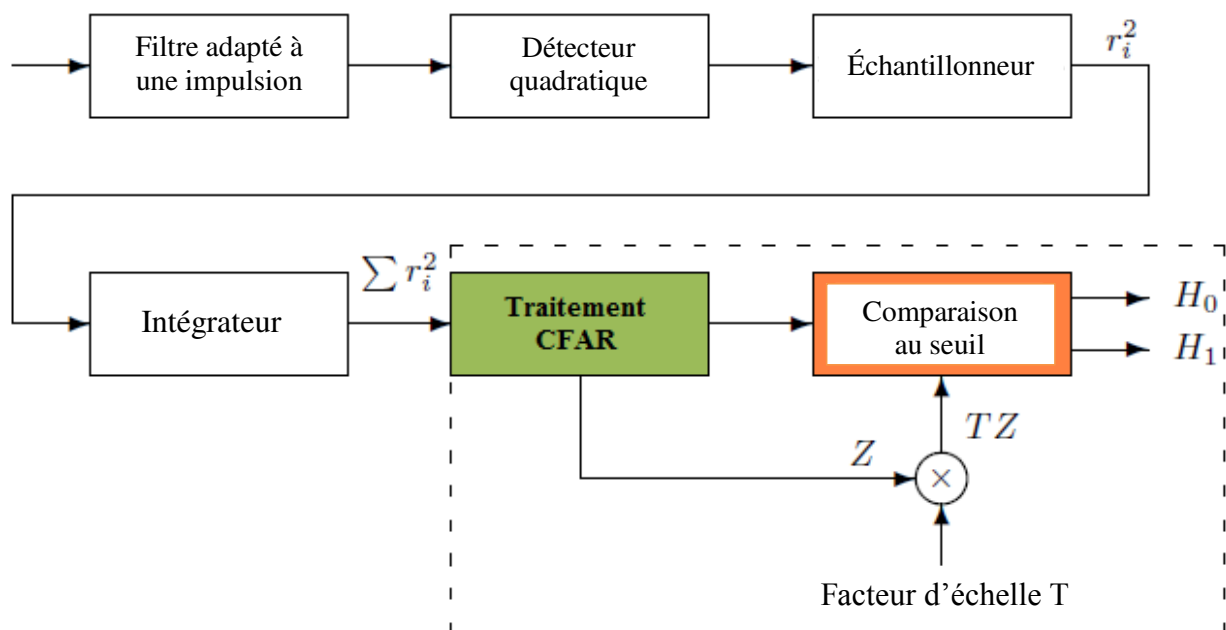


Figure III.1 : Diagramme d'un détecteur adaptatif.

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

La figure montre la fenêtre de référence.

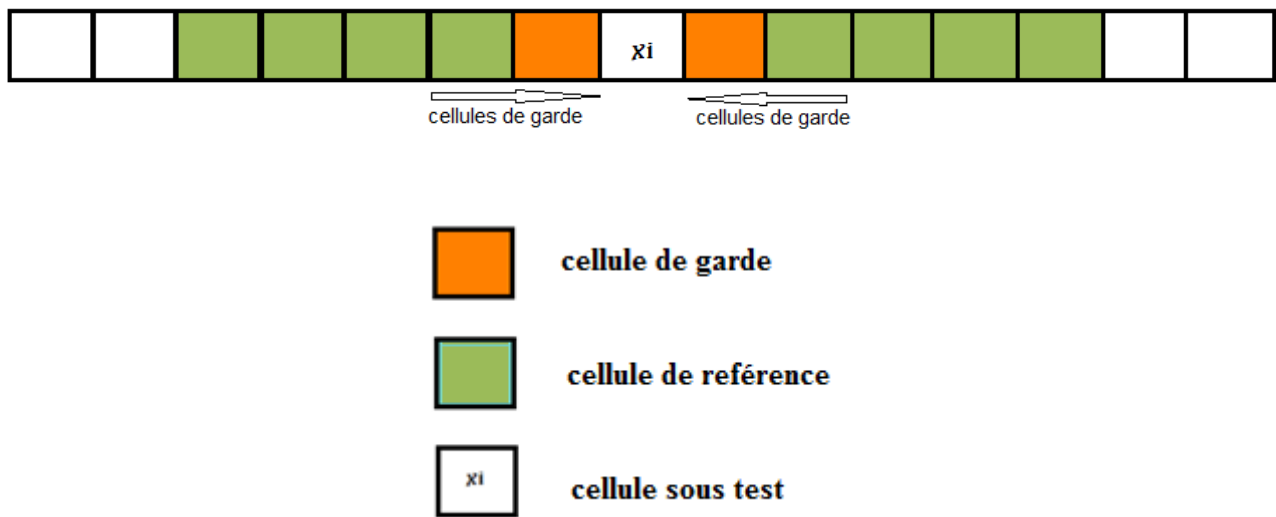


Figure III.2 : fenêtre de référence

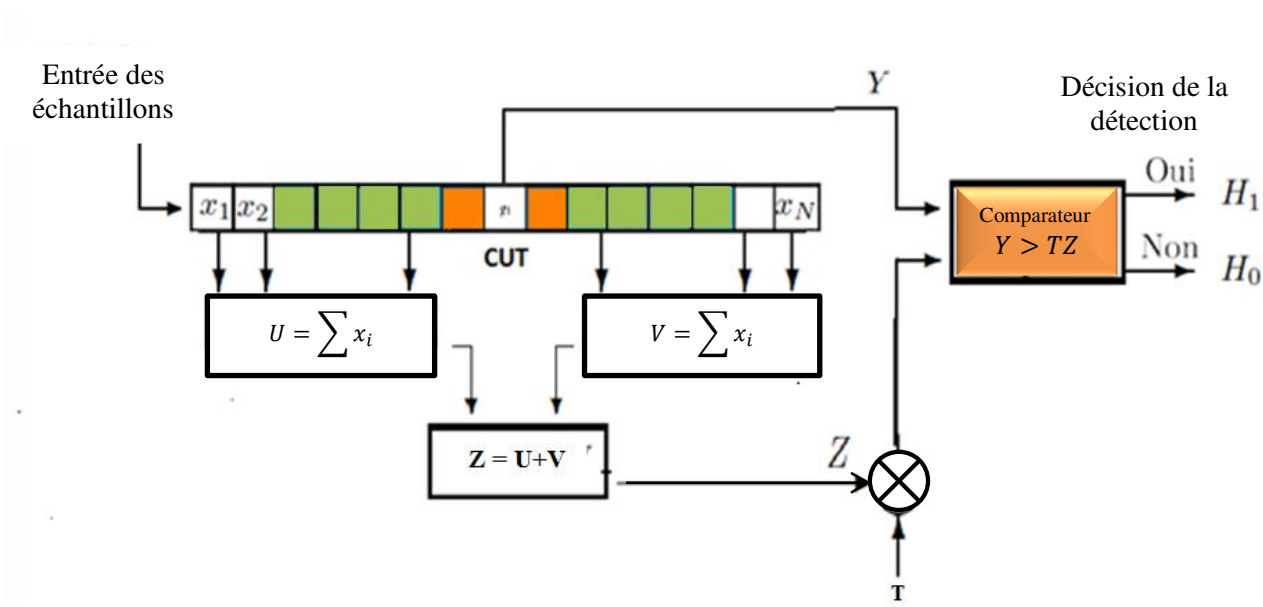


Figure III.3 : Processeur CFAR

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

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

Le facteur d'échelle T qui sert au calcul du seuil dépend de plusieurs paramètres dont le nombre N de cellules de référence et surtout la probabilité de fausse alarme P_{fa} . Comme nous le verrons plus loin, la relation liant T à P_{fa} varie selon l'algorithme utilisé pour le calcul de Z . Beaucoup d'algorithmes CFAR ont été proposés et une littérature abondante existe à ce sujet. Tous les détecteurs CFAR se distinguent par la méthode utilisée pour l'estimation de Z et sont conçus de manière à travailler dans les conditions d'un modèle donné de clutter. Les modèles de clutter se distinguent par la distribution des amplitudes dans les cellules de référence. Le clutter est dit homogène si les amplitudes des échantillons dans les cellules distance sont statistiquement indépendantes et identiquement distribuées [2]. Dans le cas contraire, d'autres distributions, parmi lesquelles celle de Rayleigh, sont utilisées comme modèle de clutter.

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

III.2.3 Environnement :

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

III.2.3.1 Environnement homogène :

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

III.2.3.2 Environnement non homogène :

Lorsque la fenêtre de référence balaye l'environnement dans une direction donnée, différentes situations non homogènes peuvent affecter la configuration des cellules de référence. Ces situations sont causées par la présence de cibles interférentes (cibles secondaires) et/ou de bord de clutter au niveau du canal de référence **Figure III.4.**

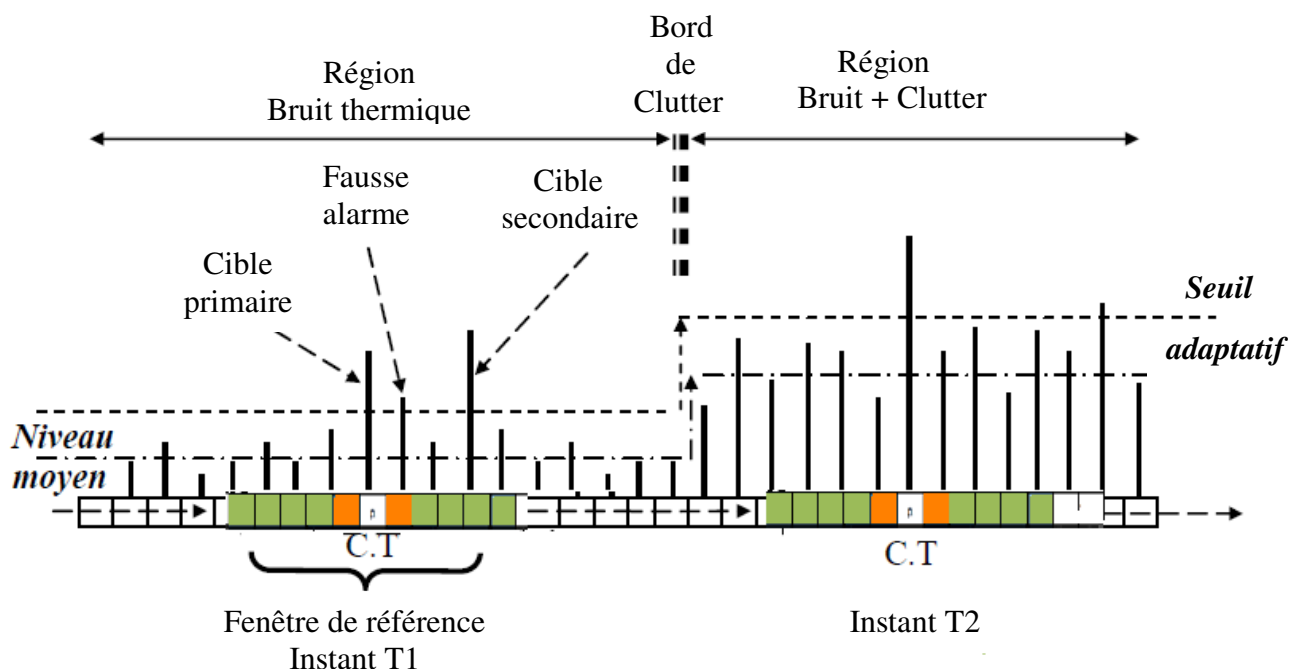


Figure III.4 : Fenêtre de référence balayant un environnement non homogène

➤ Cible interférente

La cible interférente est une cible secondaire qui peut être présente sur des cellules distance proches de cellules de la cible primaire dont la cellule sous test déclare présence de la première cible alors que la secondaire et après la cellule sous test.

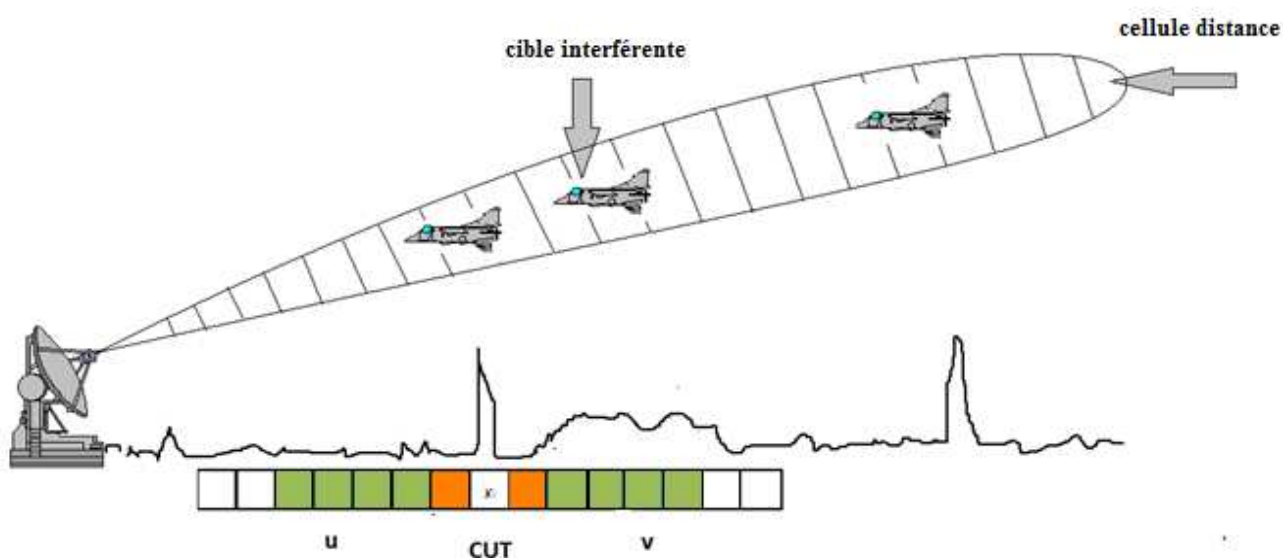
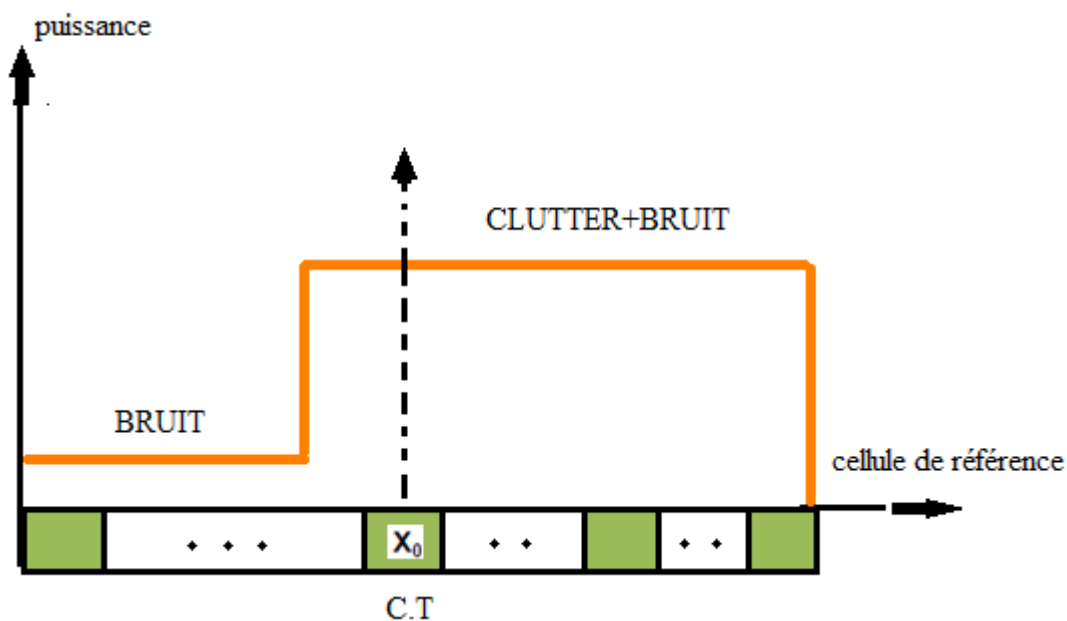


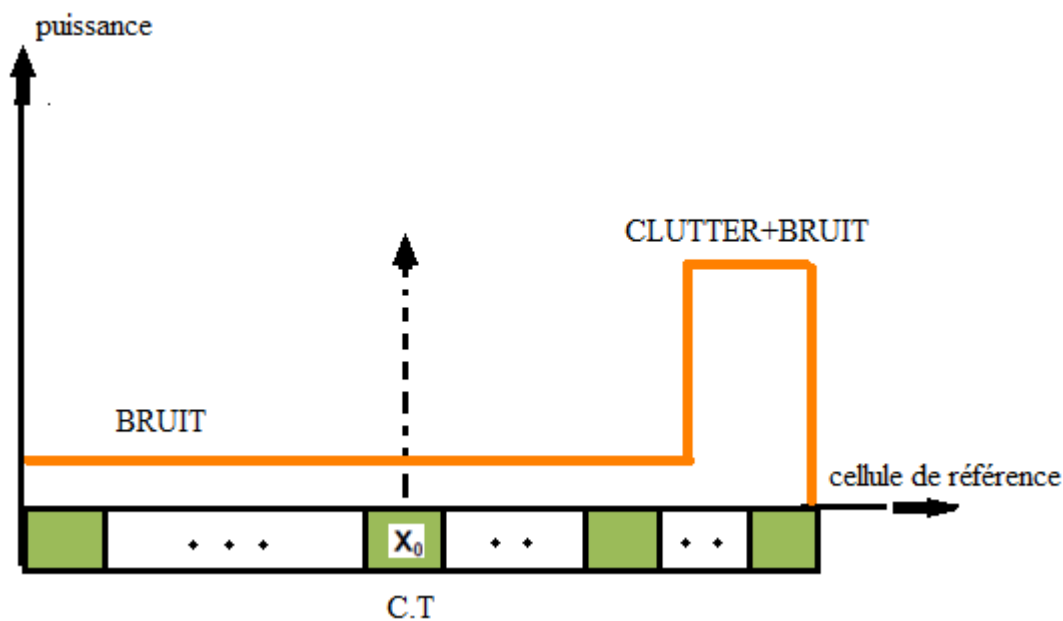
Figure III.5 : Illustration de cible interférente

➤ Bord de clutter

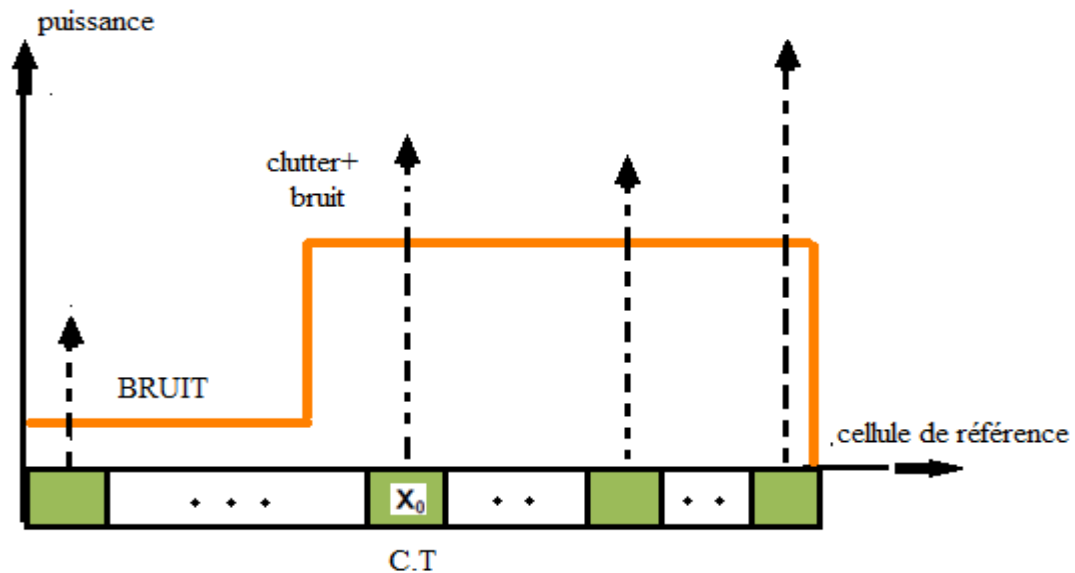
Un bord de clutter est caractérisé par la présence, au niveau de la fenêtre de référence, d'une transition brusque dans la puissance du bruit de fond. En détection radar, cette transition décrit la limite entre deux milieux de nature différente : transition terre-mer, zone claire-nuage.



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



(b) cellule sous test noyée dans le bruit thermique.



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

Figure III.6 : Différentes situations d'environnements non homogènes.

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

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

Dans la **Figure III.6.(b)**, la cellule sous test étant dans le bruit thermique, les cellules appartenant au clutter tendent à faire augmenter le seuil de détection et, par conséquent, à dégrader la probabilité de détection.

Cette situation particulière est connue sous le nom de « l'effet de masque » (masking effect). L'effet de capture, par contre, est obtenu en présence d'interférences dans un clutter homogène (uniforme), lorsque celles-ci contribuent à l'augmentation du seuil de détection [3].

III.3 Étude de quelques types de CFAR :

III.3.1 Le CA-CFAR :

III.3.1.1 Définition :

Le CA-CFAR c'est le processeur CFAR le plus optimal dans le milieu homogène ; Pendant qu'il maintient le taux de fausse alarme constant il maximise la probabilité Pd donc c'est le processeur le plus désirable si il n'y a pas de bord clutter et non pas des cibles interférentes dans la fenêtre de référence, Cependant ce n'ai pas une supposition pratique ; les performances de ce processeur dégradent significativement a un milieu non homogène [4].

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

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

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

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

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

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

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

$$Y \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} TZ \quad (\text{III.4})$$

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

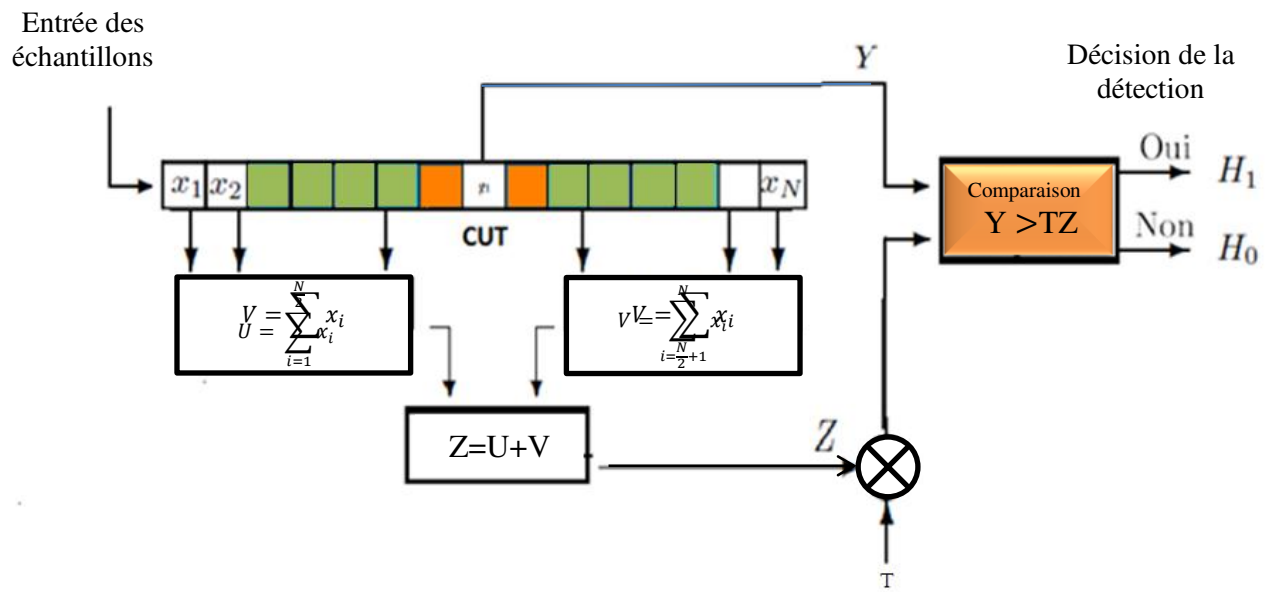


Figure III.7 : Processeur CA-CFAR

III.3.1.2 Étude probabiliste :

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

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

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

La probabilité de détection P_d est donnée par :

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

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

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

Soit :

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

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

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

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

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

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

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

Qui a pour FGM [3] :

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

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

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

De la même forme que celle donnée par (III.5) avec $\beta = 2\sigma^2(1+S)$ pour l'hypothèse $H1$ et $\beta = 2\sigma^2$ pour l'hypothèse $H0$. Ainsi, en substituant dans l'équation (III.12) α et β on obtient :

La FGM de la variable aléatoire X_i :

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

Qui, combinée avec la relation (III.10) et en supposant que les X_i sont indépendantes et identiquement distribuées, donne la FGM de Z :

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

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

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

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

La probabilité de fausse alarme P_{fa} s'obtient simplement en mettant $S = 0$ dans (III.17) car P_{fa} correspond à l'hypothèse H_0 où le rapport signal sur bruit S est nul (pas de signal) :

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

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

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

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

III.3.2 L'OS-CFAR :

III.3.2.1 Définition :

Pour remédier aux problèmes rencontrés par les détecteurs SO-CFAR et GO-CFAR (derives de CA-CFAR) dans le cas d'un environnement non homogène, Rohling [5] a introduit un nouveau détecteur basé sur les statistiques d'ordre, c'est-à-dire sur les propriétés statistiques d'un ensemble ordonné d'échantillons. Les échantillons sont ordonnés selon leur amplitude croissante pour obtenir suite d'échantillons ordonnés suivante :

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

L'échantillon $X_{(k)}$, d'ordre k , est ensuite choisi pour représenter le test statistique Z **Figure (III.12)** :

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

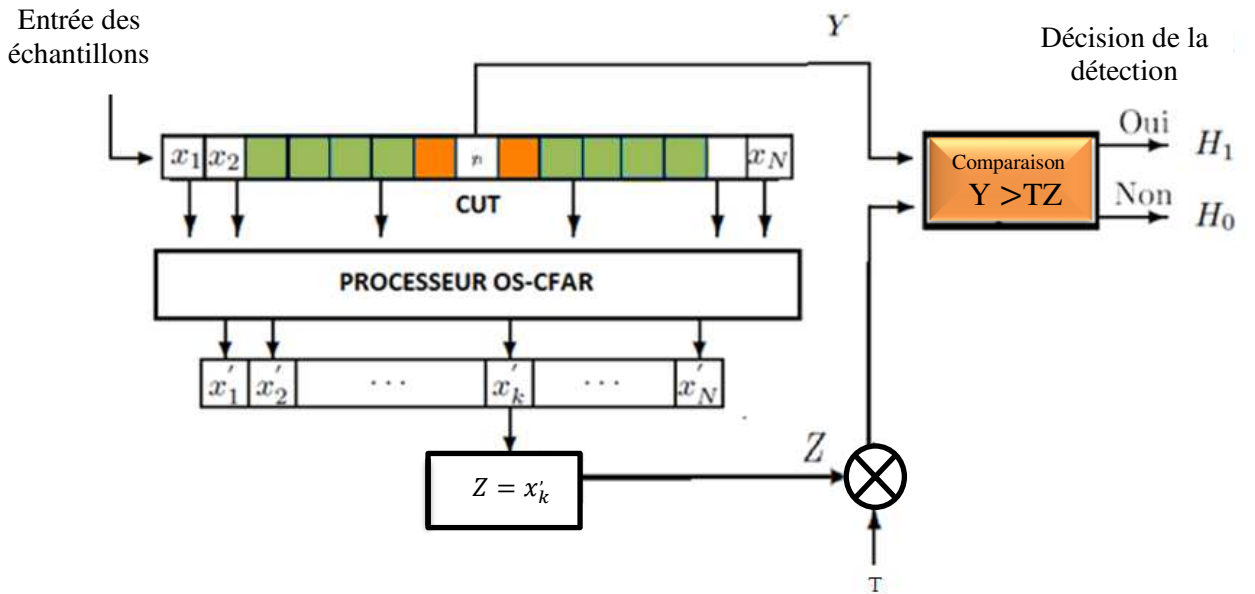


Figure III.8 : Processeur OS-CFAR

Ce détecteur offre une certaine immunité aux cibles interférentes. En effet les échos provenant de ces dernières occupent les positions les plus hautes dans la suite ordonnée (III.20) et seront par conséquent éliminés. Il est évident que si m est le nombre de cibles interférentes, qui apparaissent dans la fenêtre de référence, il faut choisir le paramètre k tel que $k \leq N - m$. Si cette condition n'est pas vérifiée, l'échantillon choisi correspondra à un écho d'une cible interférente et de ce fait la détection de la cible primaire se trouve compromise. Dans [5], l'analyse de l'effet du paramètre k sur les performances de détection dans un clutter de type gaussien a été étudiée et la valeur préconisée pour k est :

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

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

III.3.2.2 Étude probabiliste :

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

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

Où N est le nombre d'échantillons ordonnés et $f_X(x)$ et $F_X(x)$ respectivement la densité de probabilité et la fonction de répartition d'un échantillon non ordonné [5].

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

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

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

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

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

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

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

Et qui se réduit à :

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

Dans le cas où x est un entier positif et :

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

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

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

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

III.4 La Fusion de détecteur CA CFAR et OS CFAR :

III.4.1 Introduction :

Le concept d'employer plusieurs capteurs avec fusion des données est largement utilisé dans les systèmes de surveillance. L'un des principaux objectifs de l'utilisation des capteurs multiples est d'améliorer les performances des systèmes tels que la fiabilité et la vitesse. Pour les systèmes de surveillance nécessitant une grande zone de couverture et un grand nombre de cibles, plusieurs capteurs sont utilisés. Dans de tels systèmes, l'observation complète peut être transmise par les capteurs à un processeur central pour le traitement des données.

Cela nécessite une grande bande passante de communication qui peuvent ne pas être disponibles. Ainsi, en raison de contraintes sur le canal de communication distribuée, traitement du signal avec un centre de fusion de données est préféré dans de nombreuses situations.

Distribué en systèmes de détection, de traitement du signal est effectué à chaque capteur qui envoie ensuite les résultats partiels au centre de fusion de données dans lesquels les résultats globaux sont obtenus.

Lorsque le problème est de détecter une cible statistiquement non stationnaires bruit de fond (bruit thermique plus encombrement), détection classique, avec une valeur de seuil fixe ne peut pas être utilisé car la probabilité de fausse alerte augmente intolérablement. En fait, une petite augmentation du bruit total, alimentation des résultats par une augmentation correspondre plusieurs ordres de grandeur de la probabilité de fausse alarme. Par conséquent, la technique de seuil adaptative est nécessaire afin de maintenir un constant taux de fausses alarmes (CFAR). La sortie de la cellule de contrôle est comparé à un seuil adaptatif obtenu à partir du niveau moyen d'encombrement plus bruit de plage adjacente et/ou cellules Doppler. Dans la cellule-étalement.

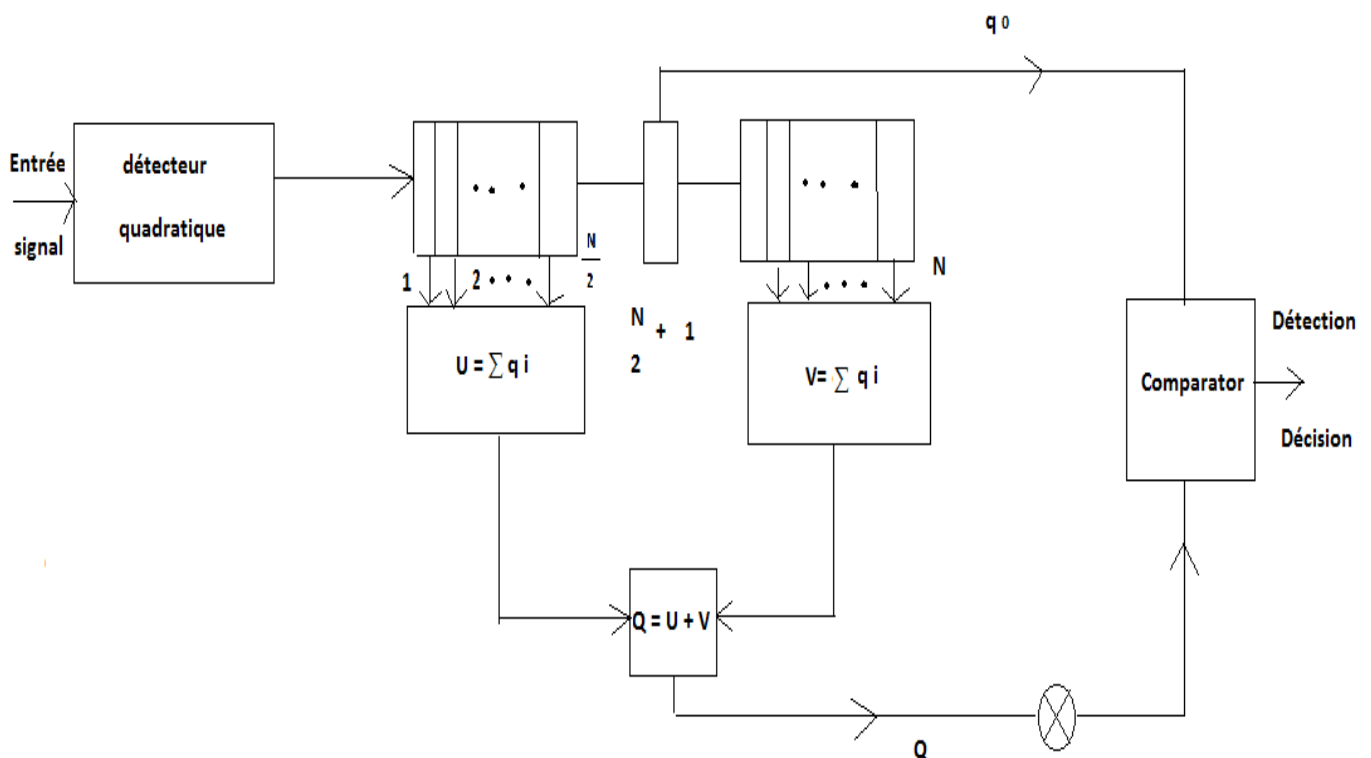


Figure III.9 : CA-CFAR détecteur

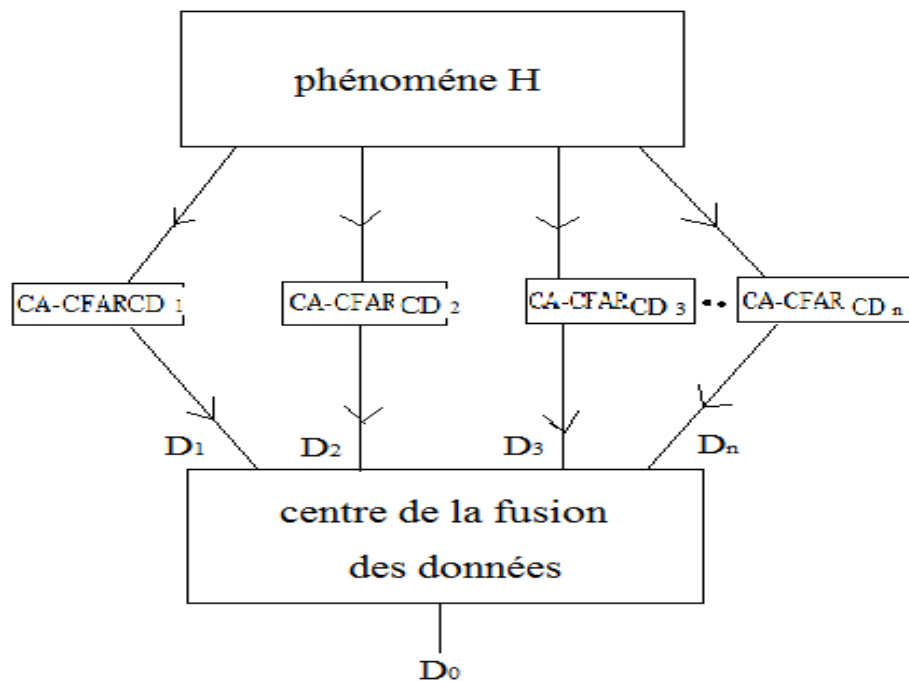


Figure III.10 : Distribué CA-CFAR détection avec fusion de données.

Le seuil adaptatif est obtenu à partir de la moyenne arithmétique de l'ensemble des principaux cellules formant une fenêtre de référence et l'ensemble de la traîne des cellules formant l'autre fenêtre référence comme illustré à la Figure III.10.

Récemment, une étude sur la probabilité de détection en utilisant encombrement la carte d'analyse CA-CFAR. Lorsque la cellule sous test est dans le désordre et certaines des cellules de référence sont en clair, la probabilité de fausse alarme augmente intolérablement.

Toutefois, le CFAR est moins sensible à la détection de perte au CA-CFAR, à moins que le nombre de cellules résolution N est relativement grande.

Comme il ressort de la discussion ci-dessus, une vaste quantité de recherche a été effectuée sur le détecteur CFAR en utilisant un capteur unique. À notre connaissance, aucun travail n'est signalé sur la détection CFAR, l'utilisation de capteurs multiples et à la fusion de données. L'objectif de ce document est de développer la théorie de CA-CFAR détection, avec l'utilisation de capteurs multiples et à la fusion de données. Nous supposons que la règles de la fusion au centre sont connus. Plus précisément, Nous devons obtenir le seuil optimal, les multiplicateurs des différents détecteurs et dériver une expression de la probabilité de détection au centre de fusion de données pour règles de ce dernier. À titre d'illustration, nous avons étudié les performances d'un système distribué CFAR détection system avec deux détecteurs et des données Fusion. Résultats numériques montrant l'amélioration de la performance pour les distribué plusieurs système de capteur avec fusion de données sur un seul système de capteur sont également présentés.

III.4.2 Distribution CFAR Détection avec Fusion des données :

Nous considérons n distribué CA-CFAR détecteurs avec un centre de fusion de données, comme illustré dans la Fig. 2. Il est supposé que le nombre de cellules à i détecteur est N_i , $i = 1, 2, \dots, n$.

La cible détecte une fluctuation lentement modèle cible Swerling de type I.

La cible est intégrée dans un bruit Gaussien de niveau inconnu. Laissez la probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection au détecteurs individuels notée par P_F et P_d , $i = 1, 2, \dots, n$, respectivement. Si la moyenne puissance de bruit est σ^2 , alors la condition de la fonction de densité de probabilité de la statistique de test q_0^i de la cellule de test du détecteur i ($i = 1, 2, \dots, n$) est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{1}{(1+s_i)2\sigma^2} e^{-q_0^i/2\sigma^2} (1 + s_i) \\ \frac{1}{2\sigma^2} e^{-q_0^i/2\sigma^2} \end{cases} \quad \text{Pour l'hypothèse } H_1 \text{ et } H_0 \quad (1)$$

Où, $i=1,2,\dots,n$, est la cible rapport signal-bruit (SNR) à chaque CA-CFAR détecteur.

L'hypothèse H_0 représente le cas du bruit seul, tout en hypothèse haute représente le cas bruit plus signal cible. Pour simplifier les mathématiques dérivées, nous supposons que : $S_1 = S, \dots, S_n = S$, où S est la cible le SNR. Résultats pour les cas d'inégalité se stabilisent cible peut être obtenue de manière simple.

La probabilité de détection P_D^i pour le détecteur i , $i = 1, 2, \dots, n$, et donnée par :

$$P_D^i = \int_0^\infty p_r(Q_0^i > T_i q^i Q^i, H_i) P_Q^i(q^i) dq^i \quad (2)$$

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

Aussi :

$$\begin{aligned} P_r(Q_0^i T_i q^i Q^i H_1) &= \int_{T_i q^i}^\infty P_Q^i H_1(q_0^i H_1) dq_0^i \\ &= \exp \left[\frac{T_i q^i}{(1+S)} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

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

$$P_{Di} = \frac{(1+S)^{N_i}}{(1+S+T_i)^{N_i}} \quad i=1,2,\dots,n \quad (4)$$

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

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

Afin d'être en mesure d'exprimer la probabilité globale de détection P_D la probabilité globale d'une fausse alarme P_F et la probabilité globale de P_M au centre de fusion de données, en termes de la probabilité de fausse alarme et au niveau local les détecteurs, c'est-à-dire, Initiatives relatives P_{Fi} s et P_{Mi} s nous définissons les quantités suivantes :

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

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

$$F_D = \prod_{S^0} (1 - P_{Fi}) \prod_{S^1} P_{Fi} = P(D | H_0) \quad (6c)$$

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

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

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

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

Puis, nous exprimons P_D , P_M , et P_F comme suit :

$$P_M = \sum_D P_{0D} M_D \quad (7)$$

$$P_F = \sum_D P_{1D} M_D \quad (8)$$

And

$$P_D = 1 - P_M \quad (9)$$

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

Tableau III.3 : Règle de la fusion AND

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

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

Où v est la probabilité de fausse alerte au centre de fusion de données, ε est le multiplicateur Lagrange, et T_i , $i=1, 2, \dots, n$, sont le seuil les multiplicateurs à chaque détecteur. Pour maximiser $P_D(S, T_1, \dots, T_n)$, soumis à la contrainte que $P_F(T_1, T_2, \dots, T_n)$ est une constante, nous devons maximiser la fonction d'objectif $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$. définir la dérivée de $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ en ce qui concerne les T_i , $i=1, 2, \dots, n$, égal à zéro et résoudre le système suivant de n équations linéaires à n inconnues.

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

Une fois le seuil multiplicateurs T_i , $i=1, 2, \dots, n$, sont obtenus, tous les P_{Fi} , S sont fixes et les P_{Di} optimale des résultats. Maintenant, nous donnons des résultats concrets pour l'**AND** et l'**OR** la fusion règles. Nous constatons aussi que le seuil optimale les multiplicateurs de maximiser P_D tandis que P_F est maintenu à la valeur désirée.

III.4.3 Règle de la Fusion AND :

Dans le tableau III.3 nous présentons la règle de fusion, nous constatons que la décision à l'échelle mondiale au centre de fusion de données est 1, uniquement si tous les détecteurs décident à 1.

Les probabilités de transition, sont :

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

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

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

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

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

Cas du CA CFAR :

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

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

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

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

En prenant la dérivée de $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ par rapport à T_j , $j = 1, 2, \dots, n$, et les paramètres égal à zéro, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(T_1, T_2, \dots, T_n)}{\partial T_j} &= \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \frac{(1+S)^{N_i+N_j}}{(1+S+T_j)^{N_{j+1}} (1+S+T_i)^{N_i}} \\ &+ \varepsilon \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \frac{1}{(1+T_j)^{N_{j+1}+(1+S+T_i)^{N_i}}} = 0, \end{aligned} \quad (18)$$

$j=1, 2, \dots, n.$

Le seuil multiplicateur T_i peut être obtenu par la résolution de l'ensemble ci-dessus couplé d'équations non linéaires le long de la contrainte :

$$P_F = \prod_{i=1}^n \frac{1}{(1+T_i)^{N_i}} = v. \quad (19)$$

Cas de l'OS CFAR :

$$P_D = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_j} \frac{N_j - j}{N_j - j + \frac{T_j}{1+S}} \quad (15')$$

$$P_F = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_j} \frac{N_i - j}{N_i - j + T_i} \quad (16')$$

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

$$J(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_j} \frac{N_j - j}{N_j - j + \frac{T_j}{1+S}} + \varepsilon \left[\prod_{i=1}^n \prod_{j=0}^{k_j} \frac{N_i - j}{N_i - j + T_i} - v \right] \quad (17')$$

III.4.4 Règle de la Fusion OR :

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

$$P_{OD} = \begin{cases} 1, & \text{si } D = [0, 0, \dots, 0]^T \\ 0, & \text{si non} \end{cases} \quad (20a)$$

Et

$$P_{ID} = \begin{cases} 0, & \text{si } D = [0, 0, \dots, 0]^T \\ 1, & \text{si non} \end{cases} \quad (20b)$$

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

Tableau III.4 : Règle de la fusion OR

En remplaçant (20a) et (20b) dans (7) et (8) et la réorganisation des termes, P_M et P_F peut être écrite comme :

$$P_M = \prod_{i=1}^n P_{Mi} \quad (21)$$

Et

$$P_F = \sum_{\substack{D \\ D \neq 0}} P_D F_D \quad (22a)$$

$$= \sum_{\substack{D \\ D \neq 0}} \prod_{S^0} (1 - P_{Fj}) \prod_{S^1} P_{Fk} \quad (22b)$$

La fonction objective devient :

$$J(T_1, T_2, \dots, T_n) = \prod_{i=1}^n P_{Mi} + \varepsilon \left\{ \sum_{\substack{D \\ D \neq 0}} P_D F_D - v \right\} \quad (23)$$

Notez que dans ce cas nous devons minimiser $J(T_1, T_2, \dots, T_n)$ puis nous avons minimisé la probabilité globale moquent, qui est équivalent à la maximisation de P_D au centre de fusion de données tel que défini par (9). En prenant la dérivée de la fonction d'objectif à l'égard de T_j , $j = 1, 2, \dots, n$, et si elle est égale à zéro, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(T_1, T_2, \dots, T_n)}{\partial T_j} &= \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \left[1 - \frac{(1+S)^{N_i}}{(1+S+T_i)^{N_i}} \right] \frac{(1+S)^{N_j}}{(1+S+T_j)^{N_j+1}} \\ &+ \varepsilon \sum_{\substack{D \\ D \neq 0}} \prod_{j \neq k}^{S^0} \frac{1}{(1+T_j)^{N_j+1}} \prod_{k \neq j}^{S^1} \frac{1}{(1+T_k)^{N_k}} = 0. \end{aligned} \quad (24)$$

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

$$\sum_{\substack{D \\ D \neq 0}} \prod_{S^0} (1 - P_{Fj}) \prod_{S^1} P_{Fk} = v \quad (25)$$

Pour résoudre $(n+1)$ inconnus

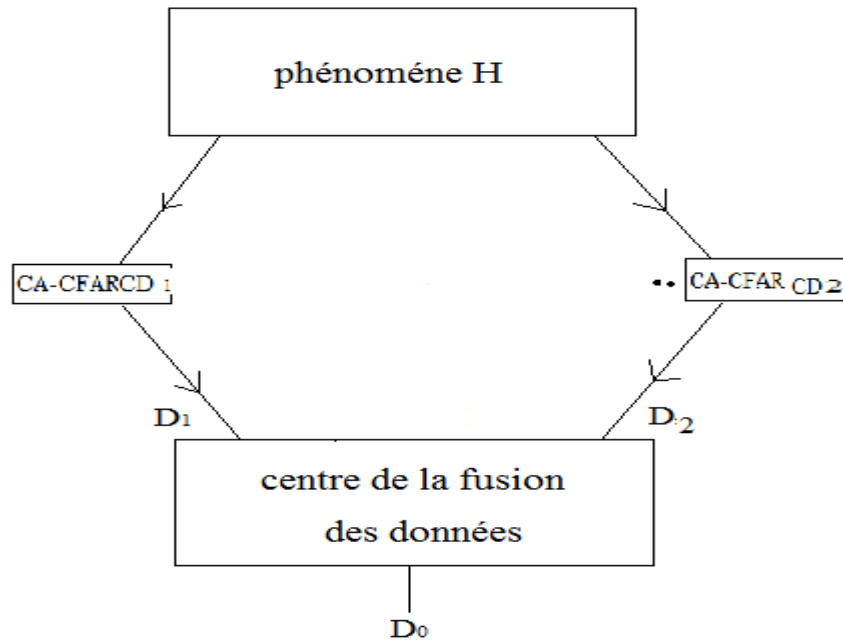


Figure III.11 : Distribué CA-CFAR détection avec fusion de données utilisant 2 détecteurs.

Dans la section suivante, à titre d'illustration, nous tirons les résultats spécifiques à un système composé de deux détecteurs et un centre de fusion de données, comme illustré dans la Figure III.11. Les performances du système est également l'objet d'une enquête.

III.4.5 Les exemples :

Les probabilités de transition :

$$P_{kij}=P_r (D_0=k, D_1=i, D_2=j) \quad (26)$$

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

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

Et la probabilité totale de fausse alarme P_F :

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

A - Règle de la fusion AND :

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

$$P_{01} =P_{100} =P_{101} =P_{110}= 0 \quad (29a)$$

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

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

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

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

Exemple Cas du CA CFAR :

Objective de la fonction et :

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

Où N_1 et N_2 sont le nombre de cellules de référence pour un 1 détecteur et 2 détecteur, respectivement.

Nous devons maximiser $J(T_1, T_2)$ à l'égard de T_1 et T_2 en définissant

Les produits dérivés égal à zéro, c-à-d :

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

Le résultats d'équation :

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

Et

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

Pour T_1 et T_2 :

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

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

B - Règle de la Fusion OR :

Dans ce cas les probabilités de transition sont :

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

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

P_D et P_F devient :

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

$$P_D = P_{F1} + P_{F2} - P_{F1}P_{F2} \quad (40)$$

Exemple Cas du CA CFAR :

Objective de la fonction et :

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

Nous maximisons $J(T_1, T_2)$ à l'égard de T_1 et T_2 en définissant les produits dérivés égal à zéro.

Après quelques manipulations, on obtient la suite équation non linéaire.

$$(1+S)^{N_2} [(1+S)^{N_1} - (1+S+T_1)^{N_1}] \times (1+S+T_1) [(1+T_2)^{N_2} - 1] (1+T_2) \\ = (1+S)^{N_1} [(1+S)^{N_2} - (1+S+T_2)^{N_2}] \times [(1+T_1)^{N_1} - 1] (1+T_1) (1+S+T_2) \quad (42)$$

En utilisant la contrainte que :

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

Nous obtiendrons T_1 en termes de T_2 comme :

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

En remplaçant (44) à (43) et en utilisant une procédure itérative, nous obtenir une valeur de T_2 .

III.5 Conclusion :

Les détecteurs CFAR peuvent être utilisés avec profit dans de nombreuses situations. Leurs résultats permettent de détecter des cibles noyées dans des signaux parasites dont les puissances sont inconnues tout en maintenant un taux de fausse alarme constant contrairement à la détection classique à seuil fixe.

L'originalité du processus CFAR réside dans l'estimation du niveau du bruit ; cette estimation qui permet d'adapter le seuil de détection à la variation du bruit. De ce fait, ont découlé plusieurs détecteurs CFAR, l'idée principale restant cependant la même.

Dans le détecteur CA-CFAR, par exemple, le niveau du clutter est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons.

Le détecteur OS-CFAR est proposé pour contourner l'effet de capture, dans des cas plus complexes, l'environnement, non homogène, et présence de cibles multiples, ces détecteurs font cependant preuve de limitation, d'autres méthodes doivent ainsi être envisagées.

Nous avons développé le concept de distribution CA-CFAR et OS-CFAR avec la détection des données de fusion où les décisions sont transmises à partir de chaque CA-CFAR et OS-CFAR au centre de données de ce dernier. La décision globale est obtenue basée sur certaines **k** et **n** règles de fusion. Pour une cible modèle Swerling nous avons intégré un bruit blanc Gaussien de niveau inconnu,

Nous avons obtenu le seuil optimal des multiplicateurs à chaque CA-CFAR et OS-CFAR détecteur, étant donné de la règle de fusion au centre des données.

,

Chapitre 4

SIMULATION ET INTERPRETATION

IV.1 Introduction :

Nous avons généré avec Matlab un signal aléatoire de N échantillons qu'on utilisera pour simuler la méthode de détection CA-CFAR et OS-CFAR.

Le but de cette simulation est d'analyser les performances de ces détecteurs dans un environnement homogène et non homogène. Une seconde partie de cette étude consiste à analyser les performances de ces détecteurs en appliquant une fusion à chacun des détecteurs (CA CFAR et OS CFAR), les règles de fusion utilisées sont logique de type OR et AND en milieu homogène et non homogène. Plusieurs situations seront analysées afin de voir la robustesse de ces détecteurs dans des situations les plus critiques. Suivi d'une étude sur la probabilité de détection du détecteur en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes probabilités de fausse alarme et différentes valeurs du nombre de cellules de référence. Le bruit additionné au signal généré est à distribution exponentielle.

Dans notre simulation, les paramètres suivants seront utilisés :

$$K = (3/4)N$$

N définit la taille de la fenêtre de référence.

P_{fa} définit la probabilité de fausse alarme.

r désigne le nombre des interférences.

L'analyse des performances de la probabilité de détection dans différentes situations citées plus haut, est basée sur l'effet des paramètres définis précédemment.

IV.2 Détecteur CA CFAR :

IV.2.1 environnement homogène :

Nous allons maintenant étudier l'influence du rapport signal sur bruit SNR sur la probabilité de détection P_d . Deux cas seront examinés. En fixant le nombre N de cellules de référence et en prenant la probabilité de fausse alarme comme paramètre et vice versa. Les courbes de la probabilité de détection sont simulées avec la méthode Monte-Carlo. Nous avons opté pour le calcul direct car les expressions de P_d et P_{fa} sont simples pour le détecteur CA-CFAR [chap III].

1 - En fixant le nombre N de cellules de référence et en prenant la probabilité de fausse alarme comme paramètre

CA CFAR HOMOGÈNE:

Figure IV.1 : $N=8$; $p_{fa}=10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$

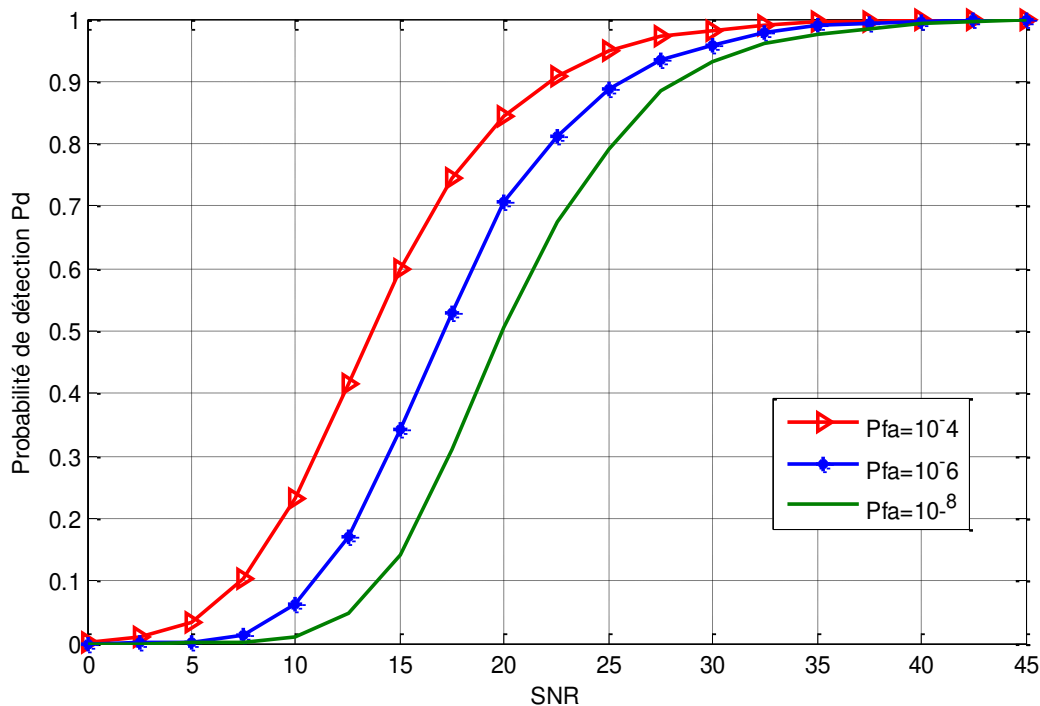
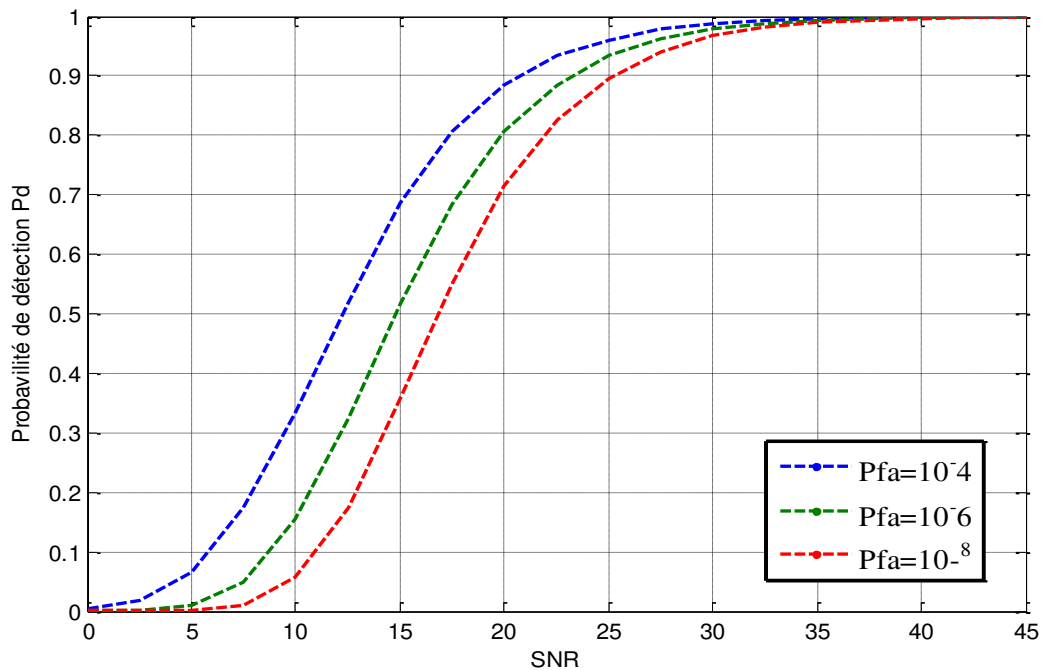


Figure IV.1 : Probabilité de détection du CA-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=8$ avec $P_{fa} 10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$

Figure IV.2 : $N=16$; $pfa\ 10^{-4}\ 10^{-6}\ 10^{-8}$ **Figure IV.2 : Probabilité de détection du CA-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$ et $pfa\ 10^{-4}\ 10^{-6}\ 10^{-8}$** **Interprétation :**

En fixant le nombre N de cellules de référence, on constate d'après la **Fig IV.1** ou **Fig IV.2** que lorsque le rapport signal sur bruit augmente, la probabilité de détection augmente car moins le signal est bruité, plus la détection des cibles éventuelles est facile.

On remarque aussi que la probabilité de détection va dans le même sens que la probabilité de fausse alarme P_{fa} . L'interprétation est que plus on essaye de détecter plus de cibles, plus il est probable de faire des erreurs en prenant des pics de bruit pour des cibles.

Figure IV.3 : $N=8, 16, 24, 36$ $p_{fa}=10^{-6}$

En fixant la probabilité de fausse alarme et en prenant le nombre N de cellules de référence comme paramètre.

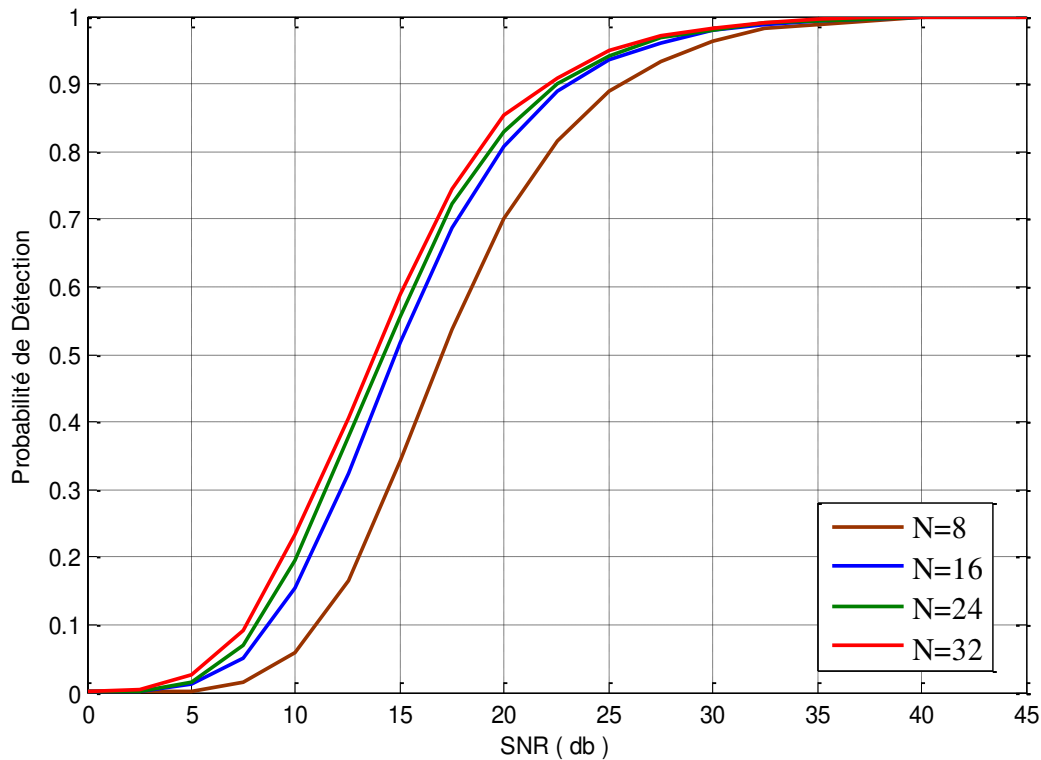


Figure IV.3 : Probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du rapport signal sur bruit avec N comme paramètre et P_{fa} fixe.

Interprétation :

En fixant maintenant la probabilité de fausse alarme, la **Figure IV.3** montre que pour un même rapport signal sur bruit la probabilité de détection s'améliore lorsque le nombre de cellules de référence augmente. D'un point de vue théorique.

IV.2.2 environnement Non homogène :

1 - En fixant le nombre N de cellules de référence et la probabilité de fausse alarme suivie de 3 interférences.

Figure IV.4 :

$N=8$ $r=1$

$N=16$ $r=2$

$N=24$ $r=3$

$N=32$ $r=4$

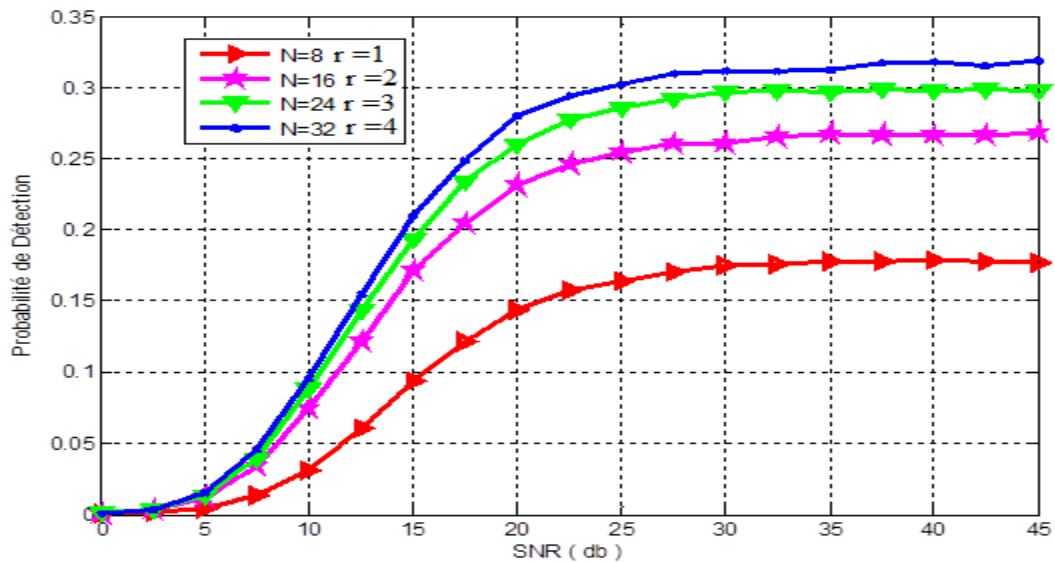


Figure IV.4 : Probabilité de détection du CA-CFAR Non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre fixe.

Figure IV.5 :

$N=8$ $r=2$

$N=16$ $r=3$

$N=24$ $r=6$

$N=32$ $r=7$

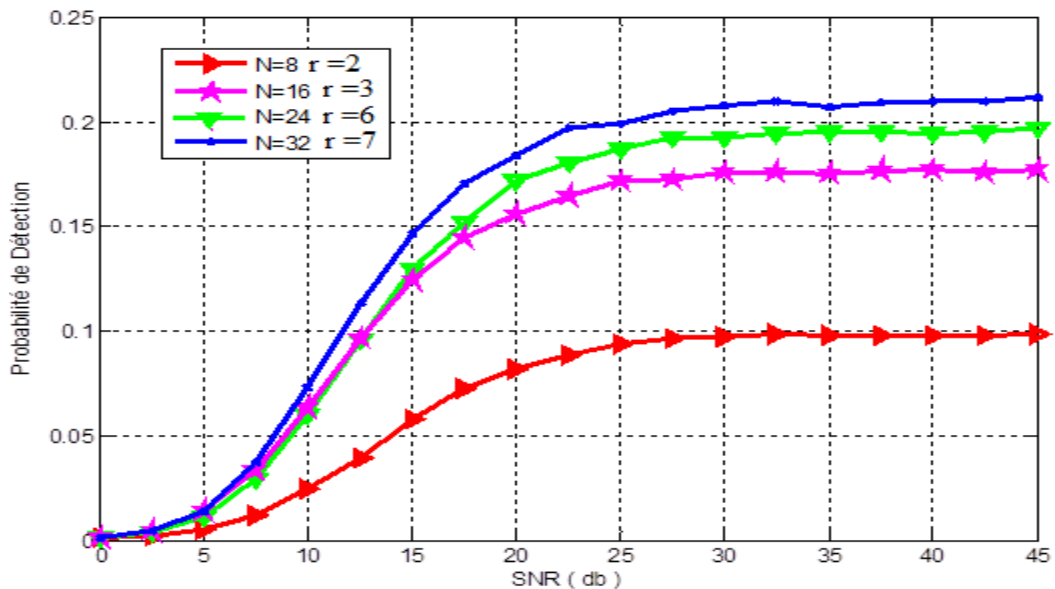


Figure IV.5 : Probabilité de détection du CA-CFAR Non homogène en fonction SNR avec p_{fa} fixe et r, N comme paramètre

Interprétation :

Dans un environnement non homogène la probabilité de détection du processeur CA-CFAR se dégrade en présence d'interférence de façon inversement proportionnelle à la taille de la fenêtre de référence, malgré un nombre maximale d'interférence pour $N=32$, le processeur CA-CFAR présente le moins de dégradation en terme de détection. Nous pouvons conclure que le processeur CA-CFAR perd facilement ses performances en milieu non homogène malgré l'augmentation de la taille de la fenêtre de référence plus le nombre d'interférence est élevée et plus les performances en terme de probabilité de détection sont perdues.

IV.3 Détecteur OS CFAR :

IV.3.1 environnement homogène :

Comme pour le détecteur le CA-CFAR étudié ci-dessus, un signal aléatoire de N échantillons est utilisé pour la simulation du détecteur OS-CFAR

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

Fig IV.6 : $N=8$; $p_{fa} 10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$

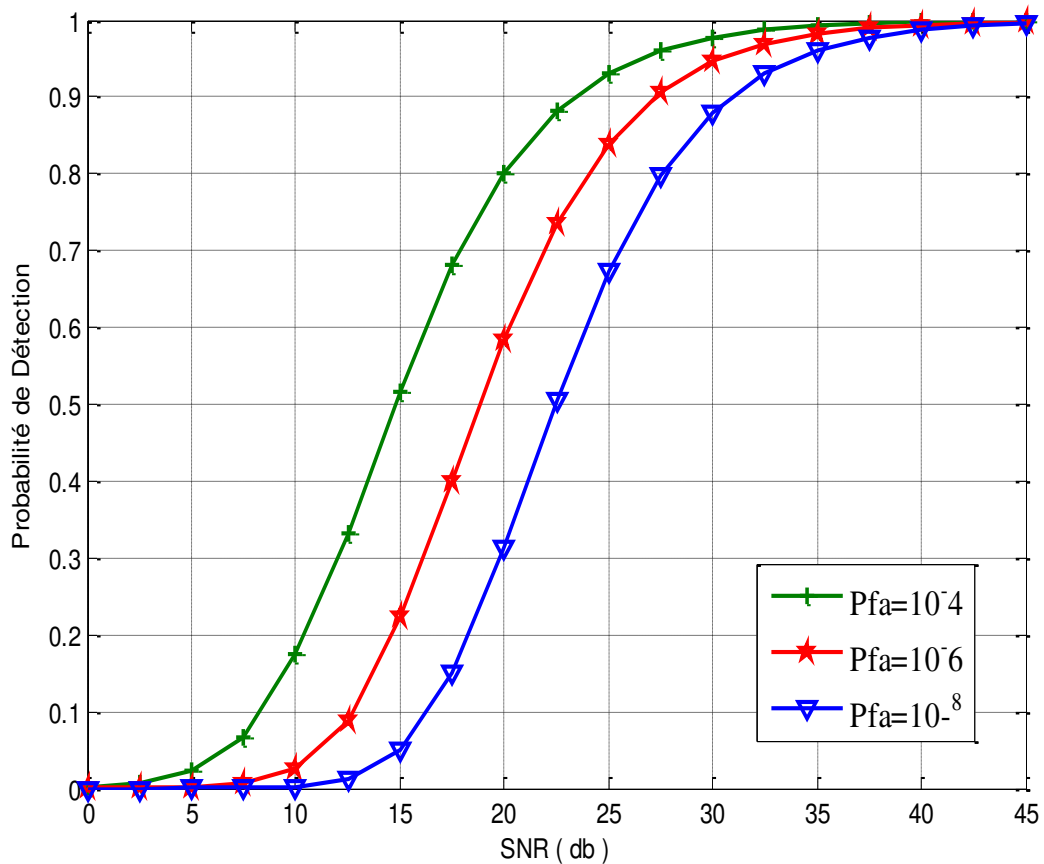
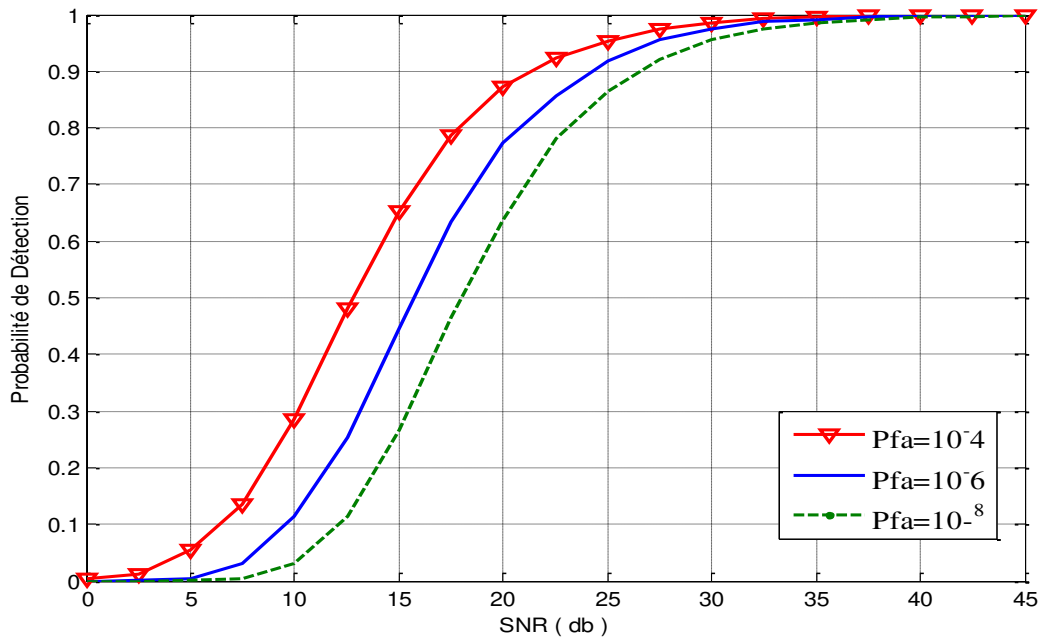
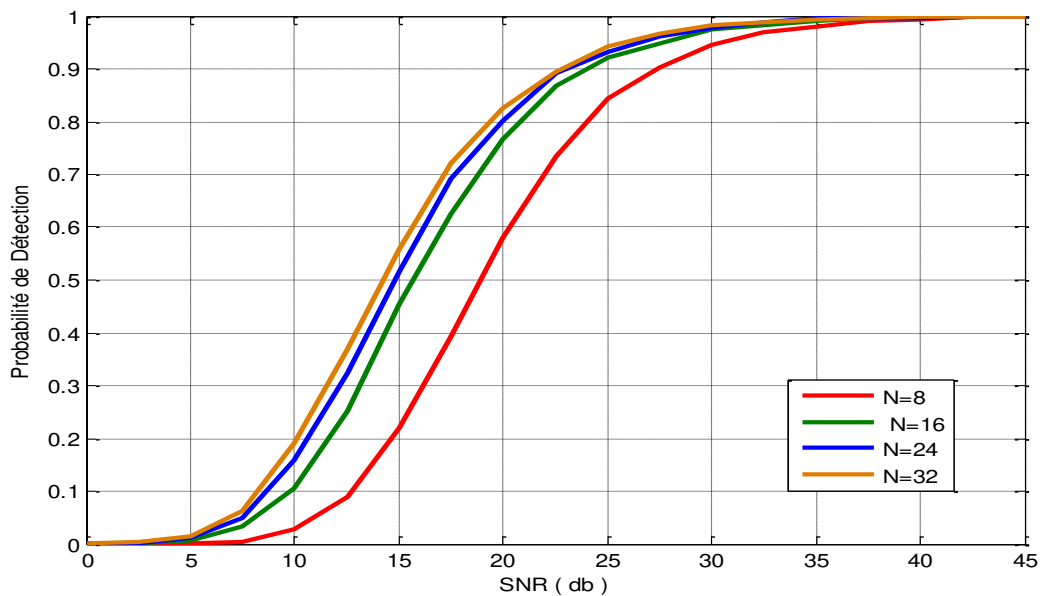


Figure IV.6 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=8$

Fig IV.7 : $N=16$; $p_{fa} 10^{-4} 10^{-6} 10^{-8}$ **Figure IV.7 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} comme paramètre $N=16$** **Interprétation :**

Les figures IV.6 et IV.7, présentent les performances du processeur OS-CFAR en milieu homogène pour différentes probabilités de fausse alarme, il est bien évident que l'augmentation de la taille de la fenêtre de référence influe directement sur la probabilité de détection comme dans le cas du CA-CFAR, le point de censure dans le cas du OS-CRAF est fixe et est pris au $3N/4$, ce point représente l'estimation du bruit de fond.

Fig IV.8 : $N=8, 16, 24, 32$; $p_{fa}=10^{-6}$ **Figure IV.8 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR homogène en fonction du SNR avec N comme Paramètre et P_{fa} fixe**

Interprétation :

Dans le cas du processeur OS-CFAR par rapport au CA-CFAR, en milieu homogène pour différentes taille de la fenêtre de référence et pour un P_{fa} fixe, le processeur CA-CFAR présente des performances légèrement plus élevées que celui de l'OS-CFAR.

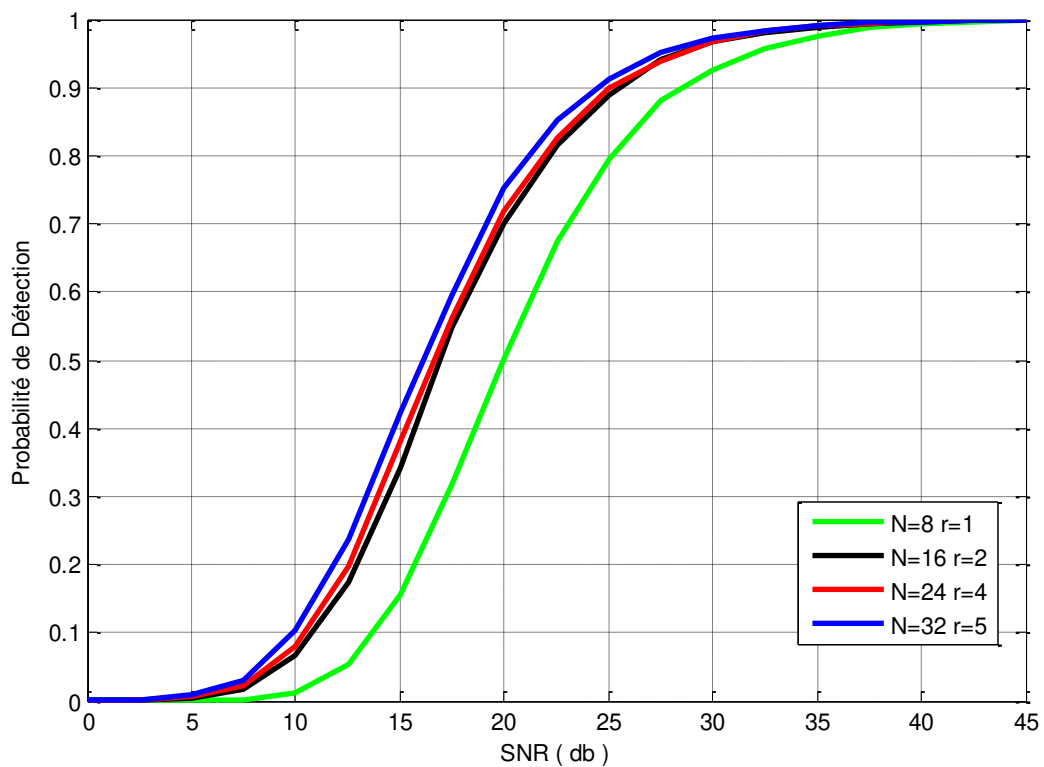
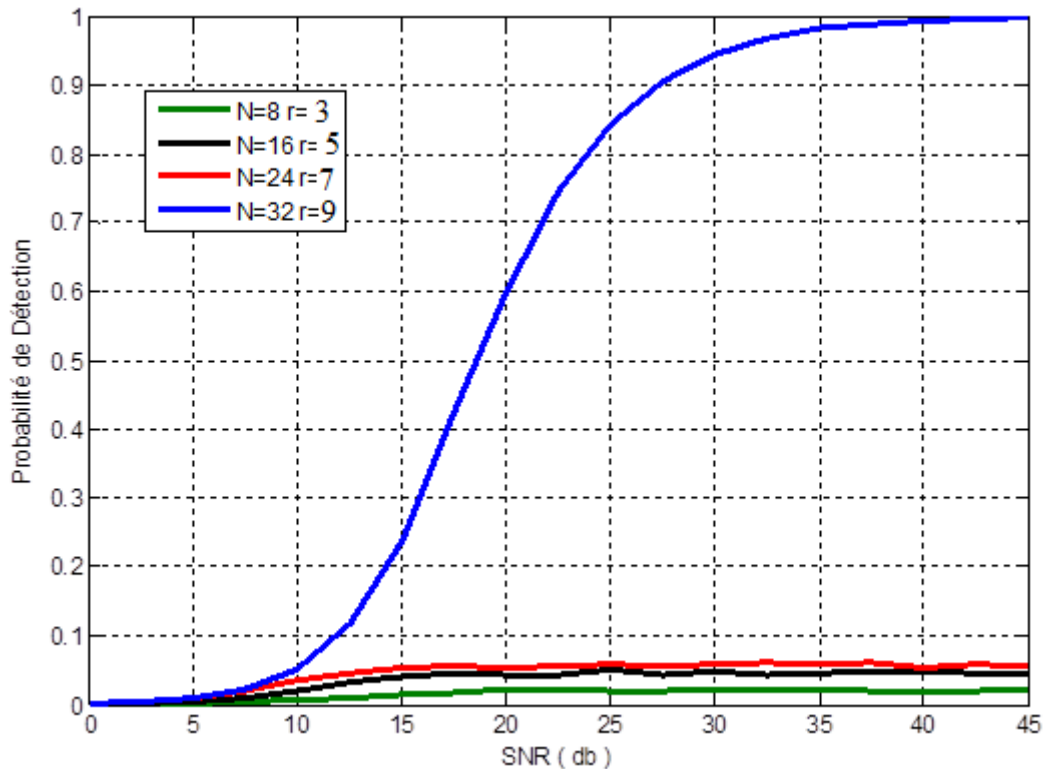
IV.3.2 environnement non homogène :**Figure IV.9 :****N=8 r=1****N=16 r=2****N=24 r=4****N=32 r=5**

Figure IV.9 : Probabilité de détection de l'OS-CFAR non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre.

Figure IV.10 :**N=8 r=3****N=16 r=5****N=24 r=7****N=32 r=9****Figure IV.10 :** Probabilité de détection de l'OS-CFAR non homogène en fonction du rapport signal sur bruit avec P_{fa} fixe et N, r comme paramètre.**Interprétation :**

Deux simulations ont été testées en milieu non homogène, le premier cas de figure IV.9 où le nombre d'interférence est toléré dans chacun des cas puisque dans cette simulation le nombre des interférences pour différente taille de fenêtre de référence n'excède pas $N-3N/4$. Alors que si la tolérance en termes de nombre des inférences excède sa limite, le processeur OS-CFAR perd ses performances c'est l'effet de masquage et nécessite alors une fenêtre de référence plus élevée pour assurer une bonne robustesse en milieu non homogène comme on le voit pour le cas N=32

IV.4 Fusion Détecteur CA CFAR :

IV.4.1 environnement homogène :

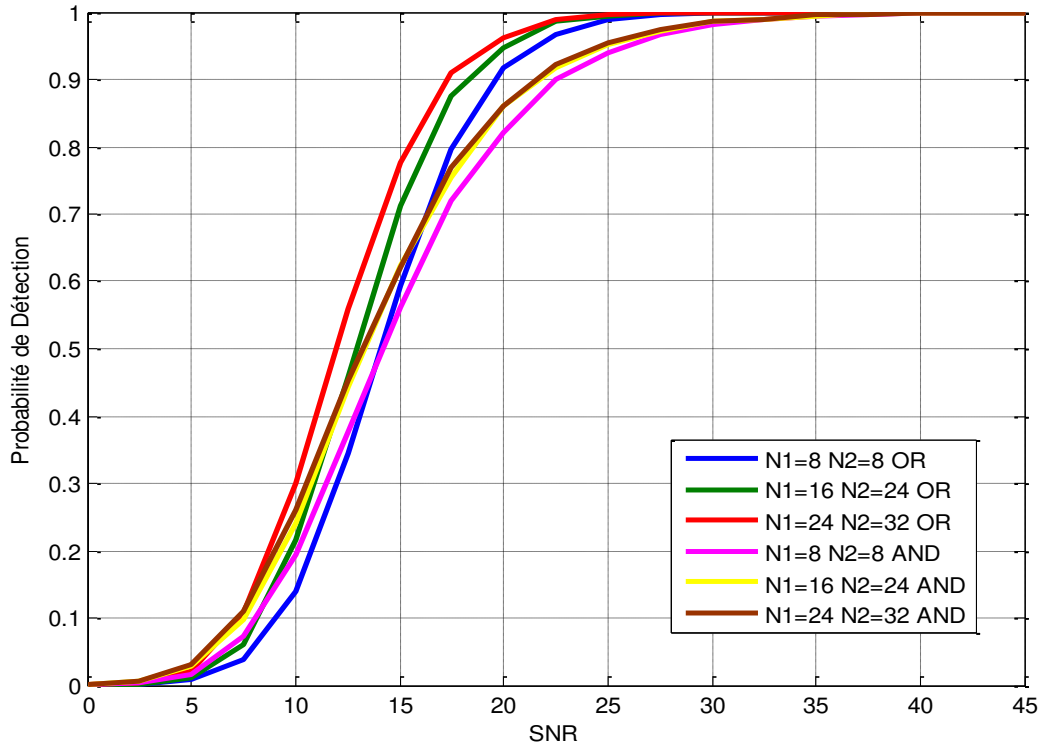


Figure IV.11 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion ‘OR’ et ‘AND’ en milieu homogène en fonction du SNR avec $P_{fa} = 10^{-6}$

Interprétation :

On constate d'après la **Figure IV.11** que lorsque le rapport signal sur bruit augmente, la probabilité de détection augmente et que la fusion entre CA-CFAR lorsque N est grand donne de mieux résultats lorsque N est petit. Ce qui signifie que quand N augment la Pd sera bon.

IV.4.2 environnement non homogène :**CA-CFAR NON HOMOG FUS $P_{fa}=10^{-6}$** **Figure IV.12 : (dans la même figure)**

FUS OR :

N1=8 N2= 8

N1=16 N2=24

N1=24 N2=32

FUS AND :

N1=8 N2= 8

N1=16 N2=24

N1=24 N2=32

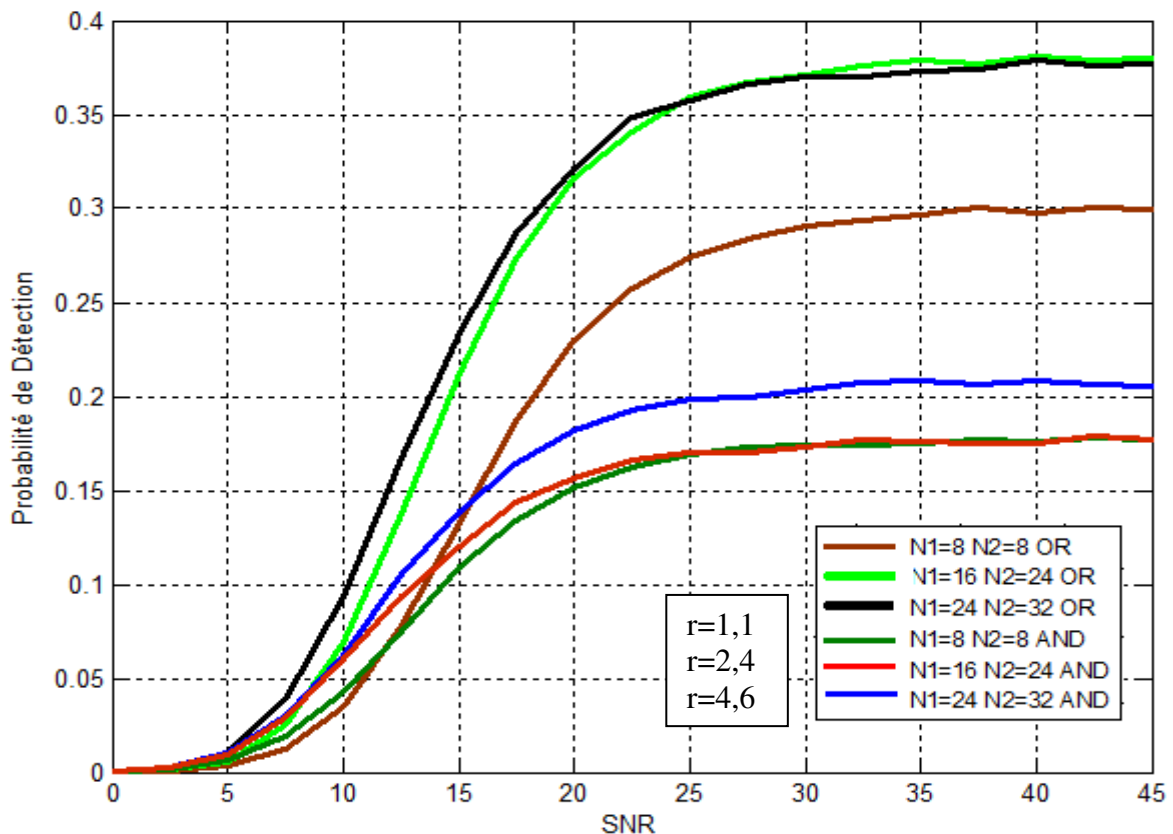
r=1,1**r=2,4****r=4,6**

Figure IV.12 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion ‘OR’ et ‘AND’ en milieu non homogène en fonction du SNR avec ‘**r**’ interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$.

Interprétation :

On remarque que la Pd est plus au moins faible ($\text{SNR}=30$ $P_{d_{\max}} = 0.38$), car le nombre N est faible et nombre des interférences est presque le même.

CA-CFAR NON HOMOG FUS $P_{fa}=10^{-6}$ **Figure IV.13 : (dans la même figure)**

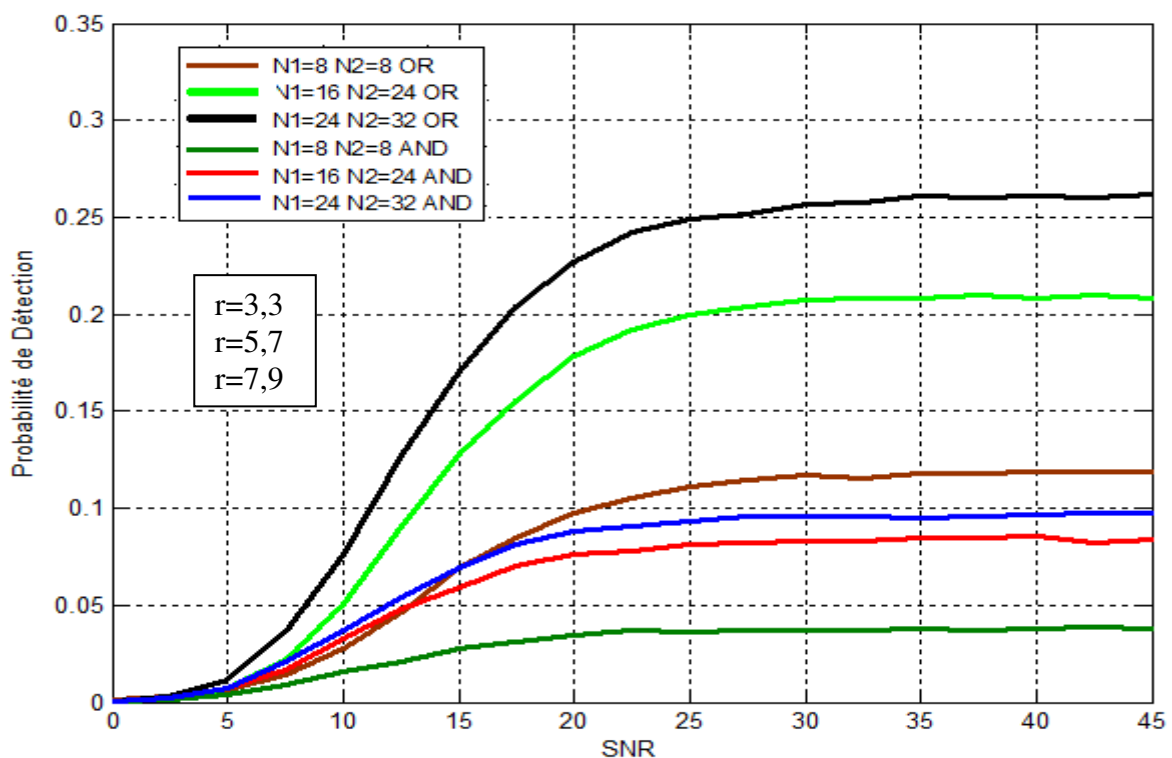
FUS OR :**N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****FUS AND :****N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****r=3,3****r=5,7****r=7,9**

Figure IV.13 : Probabilité de détection du processeur CA-CFAR avec règles de fusion ‘OR’ et ‘AND’ en milieu non homogène en fonction du SNR avec ‘r’ interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$.

Interprétation :

Dans ce cas de figures, une analyse complète est faite du processeur CA-CFAR en appliquant deux règles logiques de fusion. Nous constatons une très bonne robustesse en milieu homogène, les performances de la probabilité de détection sont plus élevée selon la taille de la fenêtre de référence et en particulier lors de l’application de la fusion OR, alors qu’en milieu non homogène en présence de cibles interférentes les performances en terme de probabilité de détection se dégradent en particulier dans le dernier cas de figure qui représente le cas le plus critique et malgré la fusion OR, le processeur CA-CFAR perd totalement ses performances quelque soit la taille de la fenêtre de référence.

IV.5 Fusion Détecteur OS CFAR :

IV.5.1 environnement homogène :

OS-CFAR HOMOGENE FUS $P_{fa} = 10^{-6}$ $K = (3/4)N$

Figure IV.14 : (dans la même figure)

FUS OR:

N1=8 N2= 8

N1=16 N2=24

N1=24 N2=32

FUS AND:

N1=8 N2= 8

N1=16 N2=24

N1=24 N2=32

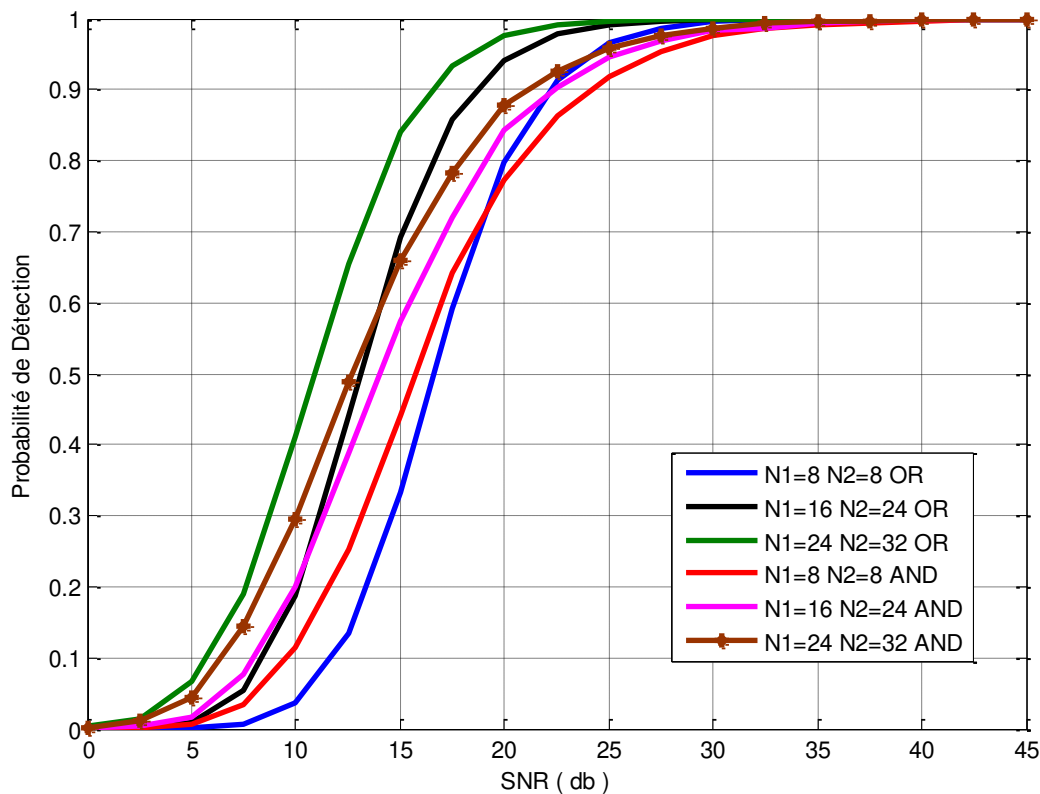


Figure IV.14 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu homogène en fonction du SNR avec $P_{fa} = 10^{-6}$

Interprétation :

On remarque que lorsque le rapport signal sur bruit augmente, la probabilité de détection augmente ainsi que la fusion entre OS-CFAR lorsque N est grand donne de mieux résultats lorsque N est petit.

IV.5.2 environnement non homogène :**OS-CFAR NON HOMOGENEOUS FUS $P_{fa}=10^{-6}$** **Figure IV.15 : (dans la même figure)**

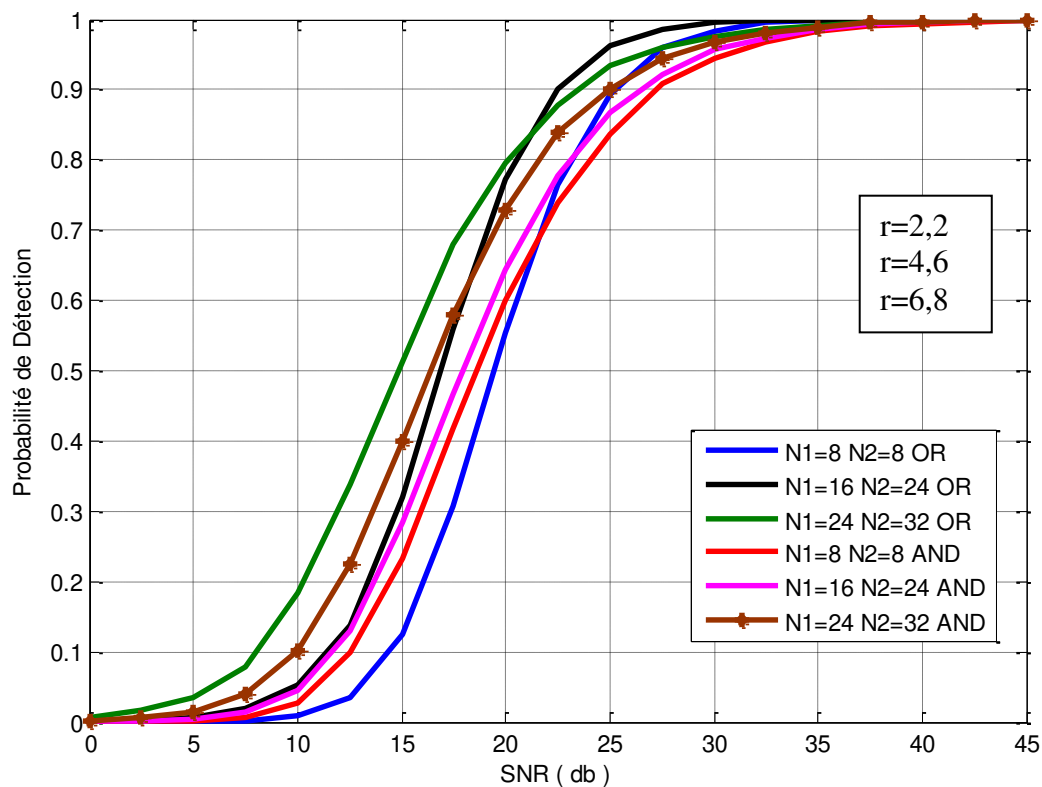
FUS OR :**N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****FUS AND :****N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****r=2,2****r=4,6****r=6,8**

Figure IV.15 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec ' r ' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$

OS-CFAR NON HOMOG FUS $P_{fa}=10^{-6}$ **Figure IV.16 : (dans la même figure)**

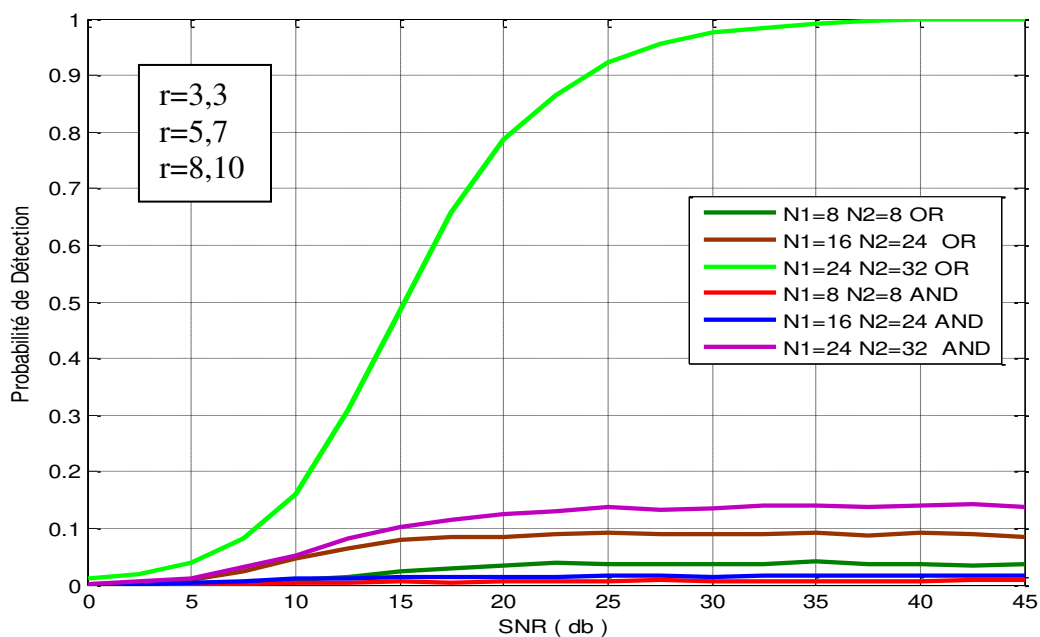
FUS OR :**N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****FUS AND :****N1=8 N2= 8****N1=16 N2=24****N1=24 N2=32****r=3,3****r=5,7****r=8,10**

Figure IV.16 : Probabilité de détection du processeur OS-CFAR avec règles de fusion 'OR' et 'AND' en milieu non homogène en fonction du SNR avec '**r**' interférence et $P_{fa} = 10^{-6}$

Interprétation :

Dans ce cas de figures, nous essayons de faire une analyse globale du processeur adaptative OS-CFAR en appliquant deux règles logiques de fusion OR et AND. Nous constatons une très bonne robustesse en milieu homogène, les performances de la probabilité de détection sont plus élevées selon la taille de la fenêtre de référence et en particulier lors de l'application de la fusion OR comme dans le cas du CA-CFAR, alors qu'en milieu non homogène en présence de cibles interférentes contrairement au CA-CFAR les performances en terme de probabilité de détection du processeur OS-CFAR nettement moins sensibles à la présence de cibles interférentes en particulier pour un nombre modéré, alors que si la situation devient très critique nous pouvons clairement constater que le processeur OS-CFAR est capable de maintenir ses performances comme c'est vu en **Figure IV.16** en appliquant la fusion OR avec une fenêtre de référence maximale au niveau des détecteurs locaux, dans le but d'augmenter la précision d'estimation dans compromettre la capacité d'adaptation du détecteur.

IV.6 OS CA Comparaison :

Dans un environnement homogène montre que les deux détecteurs ont des performances en détection similaires mais le CA-CFAR l'emporte légèrement sur l'OS-CFAR. Ce dernier a donc des pertes en détection par rapport au premier dans un milieu homogène..

IV.7 Conclusion :

Plus le nombre de cellules de référence est important, plus l'estimation du bruit environnant est meilleure, plus le CA-CFAR approche le détecteur optimal de Neyman-Pearson. Mais ce nombre ne peut pas être pris trop grand car on doit estimer l'entourage direct de la cible. Le détecteur CA-CFAR est basé sur l'hypothèse que le clutter au voisinage de la cellule sous test est homogène.

CONCLUSION GÉNÉRALE

➔ Conclusion Générale :

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le développement incessant des systèmes modernes de détection radar. Le projet a consisté en l'étude de la technique de la fusion en milieu homogène et non homogène, la présente thèse a commencé par positionner le travail envisagé en précisant la problématique et l'objectif puis a donné l'essentiel des notions théoriques de la détection puis de la fusion. Ainsi, notre intérêt se porte sur l'étude des performances des détecteurs CA-CFAR et un basé sur les statistiques d'ordre notamment le OS-CFAR en milieu homogènes et non homogène dans différentes situations en faisant varier le taux de fausse alarme, la taille de la fenêtre de référence, nous avons constaté que les deux détecteurs présentaient de bonne performance en terme de probabilité de détection en fonction du SNR en milieu homogène dans le cas particulier de taille de fenêtre de référence élevée. Dans ce cas, les performances de CA-CFAR sont légèrement plus élevées que celle de l'OS-CFAR. Par contre en milieux où les interférences sont présentes, dans le cas le plus toléré ou le plus critique, le processeur OS-CFAR l'emporte en particulier lorsque la fenêtre de référence est assez large, sur celui du CA-CFAR dont les performances se dégradent dans de telles situations.

Dans une seconde partie la fusion est appliquée, à chacun des deux détecteurs séparément, en se basant sur deux règles de fusion logiques qui sont l'OR et l'AND. Le comportement des deux détecteurs a été ainsi analysé. En comparant les performances des détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR on peut clairement constater la supériorité en termes de probabilité de détection fonction du SNR de la fusion OR par rapport à la fusion AND, en milieu homogène. Dans le cas de présence d'interférence plusieurs situations ont été testées notamment pour le OS-CFAR par rapport au CA-CFAR, qui assure de meilleures performances même dans le cas le plus critique, en particulier lorsque pour une fusion OR où la taille de la fenêtre de référence est la plus large et où le point de censure fixe assigné est assez éloigné de la N ième cellule ordonnée en présence des interférences.

Bibliographie et référence :

[1] Le radar, théorie et pratique. Ellipses, paris 2002. (COLIN J.-M).

[2] Signal Detection and Estimation. Artech House, 2005 (BARKAT).

[3] Détection adaptative et censure automatique, Chapitre II, page 14-16, paris, 2005.

[4] Performance analysis of the clutter map CFAR detector with noncoherent integration, ETRI journal, vol 15, No2, 1993.10, Korea (Chang-Joo Kim et Hyuch-Jae Lee).

[5] Radar CFAR Thresholding in clutter and MultipleTarget Situations. IEEE Transactions on aerospace & Electronics System, 19(4) : 608 – 621, july 1983 (Rohling H).

Pdf Cours Radar L3 (Mr. menguellati)