Sommaire

Dédicaces I

Remerciements III

Sommaire IV

Liste des Tableaux VIII

Liste des Figures IX

Abréviations et Acronymes XI

Nomenclature XII

Résumé XV

Abstract XVI

Introduction générale 1

Chapitre I : Généralités sur les Radar

I .1 Introduction 3

I.2 Historique 3

I.3 Définition du Radar 4

I.4 Classification des systèmes radars 5

I.4.1 Radars imageurs / Radars non imageurs 6

I.4.2.1 Radars secondaires 6

I.4.2.2 Radars primaires 6

I.5 Composantes d'un radar 7

I.5.1 Émetteur 7

I.5.2 Modulateur 7

I.5.3 Récepteur 8

I.5.4 Traitement de signal 8

I.5.5 Antenne 9

I.5.6 Joint tournant 9

I.5.7 Duplexeur 9

I.5.8 Synchronisation 9

I.6 Principe de fonctionnement 10

I.7 Mesure de la distance 11

I.8 Mesure de la direction 11

I.9 Équation de radar 12
I.9.1 Formule générale 12
I.9.2 Portée maximum 14
I.9.3 Bruit 14
I.9.4 relation entre SNRo et la distance antenne-cible 15
I.10 Surface effective de l'antenne et surface équivalente de la cible.....16
I .11 Modèles statiques des cibles 17
I.11.1 Cible ponctuelle 17
I.11.1.1 Modèles de fluctuation 17
I.11.1.2 Modèles de Swirling 18
I.11.1.3 Modèle Gaussien 20
I.11.2 Cibles réparties 20
I.11.3 Cibles furtives 21
I.11.3.1 Bateau furtif 21
I.11.3.2 Avion furtif 22
I.12 Environnement Radar 22
I.13 Fouillis (clutter) et leur modélisation 23
I.13.1 Définition.....23
I.13.2 Modélisation statistique.....23
I.13.2.1 Distribution de Rayleigh 24
I.13.2.2 Distribution Log-normale 24
I.13.2.3 Distribution Weibull 25
I.13.2.4 Distribution K.....26
I.13.2.5 Distribution Gaussienne (Normal) 27
I.14 Conclusion 27

Chapitre II : Détection Radar

II.1 Introduction 28
II.2 Théorie de la détection radar 28
II.2.1 Test d'hypothèses binaire.....29
II.3 Critères de décision.....31
II.3.1 Critère de bayes 33
II.3.2 Critère de Neyman-Pearson 34
II.3.3 Courbes de risque 35

II.3.4 Critère MINIMAX....36
II.4 Détection en présence du bruit....37
II.5 Probabilités de détection et Probabilité de fausse alarme....38
II.6 Techniques de détection dans un système radar....42
II.6.1 Détection par intégration....42
I.6.2 Détection à impulsion unique....44
II.7 Détection des cibles fluctuantes....44
II.7.1 Fonction de densité de probabilité....44
II.7.2 Choix de seuil....46
II.7.3 Calcul la probabilité de détection....46
II.7.3.1 Détection des cibles de modèle Swerling V (cibles non fluctuantes)....47
II.7.3.2 Détection des cibles de modèle Swerling I....47
II.7.3.3 Détection des cibles de modèle Swerling II....47
II.7.3.4 Détection des cibles de modèle Swerling III....48
II.7.3.5 Détection des cibles de modèle Swerling IV....48
II.8 Simulation et résultats....49
II.9 Conclusion....53

Chapitre III : Détecteurs Radar CFAR

III.1 Introduction....54
III.2 Détection CFAR....54
III.3 Principe du CFAR....55
III.4 Différents types de détecteurs CFAR....56
III.4.1 Détecteur CA-CFAR....56
III.4.1.1 Détecteur GO-CFAR....57
III.4.1.2 Détecteur SO-CFAR....57
III.4.2 Détecteur OS-CFAR (Order Statistic CFAR)....58
III.5 Formulation mathématique du problème....58
III.6 Analyse des performances d'un détecteur optimal....59
III.7 Méthode de mesure de la performance du détecteur....69
III.7.1 La méthode classique....60
II.7.2 La méthode de seuil moyen....60
III.8 Analyse des détecteurs CFAR....61
III.8.1 Analyse du détecteur GO-CFAR....61

III.8.2 Analyse du détecteur SO-CFAR 62
III.8.3 Analyse du détecteur OS-CFAR 63
III.9 Résultats des simulations 63
III.9.1 Détecteur CA-CFAR 63
III.9.2 Détecteur GO-CFAR 65
III.9.3 Détecteur SO-CFAR 66
III.9.4 Détecteur OS-CFAR 67
III.9.5 Comparaison des différents détecteurs CFAR 68
III.10 Conclusion 70
Conclusion générale 71
Bibliographie 72

Liste des Tableaux

Tableau II.1: Terminologie de la détection radar. 29

Tableau II.2: Équivalence entre les terminologies usitées en radar et en statistiques. 30

Tableau III.1: Facteur multiplicatif $\boldsymbol{T}$ en fonction de la $\boldsymbol{P_{fa}}$ de N. 62

Liste des Figures

Figure I.1: Principe du Radar.....5
Figure I.2: Classification des systèmes radars.....5
Figure I.3: Composantes d'un radar.....8
Figure I.4: Principe de fonctionnement.....10
Figure I.5: Mesure de distance.....11
Figure I.6: Angles caractérisant une cible radar. 12
Figure I.7: Modèle de fluctuation Swerling I. 19
Figure I.8: Modèle de fluctuation Swerling II.....19
Figure I.9: Modèle de fluctuation Swerling III.....19
Figure I.10: Modèle de fluctuation Swerling IV.....20
Figure I.11: Bateau furtif.....22
Figure I.12: Avion furtif.....22
Figure I.13: Fonction de densité de probabilité de la loi Rayleigh.....24
Figure I.14: Fonction de densité de probabilité de la loi log-normal.....25
Figure I.15: Fonction de densité de probabilité de la loi Weibull. 25
Figure I.16: La variabilité de la forme de la fonction de densité de probabilité de la distribution K diminue avec l'augmentation de c.....26
Figure I.17: Fonction de densité de probabilité de la loi Gaussienne.....27
Figure II.1: Les régions de décision.....32
Figure II.2: Risque de Bayes et risque P_1^* à fixé.....36
Figure II.3: Exemples de courbes de risques.....36
Figure II.4: Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil. 38
Figure II.5: Processus de détection. 38
Figure II.6: Influence du seuil de détection.....39
Figure II.7: Seuil de détection normalisée en fonction probabilité de fausse alarme.....40
Figure II.8: Distribution de Rice du signal-plus-bruit reliant V_T,P_d , P_{fa} et P_m. 41
Figure II.9: Courbes de P_d en fonction de SNR pour un P_{fa} donné. 42
Figure II.10: La probabilité de détection est en fonction du *SNR* des quatre modèles Swerling pour $n_p = 10$.....50
Figure II.11: La probabilité de détection est en fonction du SNR des quatre modèles Swerling pour $n_p = 50$ 51

Figure II.12: La probabilité de détection est en fonction du SNR des quartes modèles Swerling pour $n_p = 100$.....52
Figure III.1: Détection CFAR adaptative 54
Figure III.2: Schéma d'un détecteur CFAR.....55
Figure III.3: Schéma fonctionnel de détecteur CFAR typique.....56
Figure III.4: Détecteurs CA, GO et SO-CFAR. 57
Figure III.5: Détecteurs OS-CFAR.....58
Figure III.6: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur CA-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.....64
Figure III.7: La probabilité de détection en fonction du SNR cas du détecteur CA-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.....64
Figure III.8: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.....65
Figure III.9: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.....65
Figure III.10: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.....66
Figure III.11: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.....66
Figure III.12: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.....67
Figure III.13: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur OS -CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.....68
Figure III.14: Comparaison entre les détecteurs CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N. 69
Figure III.15: Comparaison entre les détecteurs CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N. 69

Rapport-Gratuit.com

Abréviations et Acronymes

RADAR: Radio Détection And Ranging

RDF: Radio Direction Finding

SER: Surface Equivalente Radar (RCS: RADAR Cross Section)

CW: Continuous Wave (onde continue)

SNR: Signal to Noise Ratio (Rapport signal sur bruit)

PRF : Pulse Repetition Frequency (Fréquence de répétition des impulsions)

TOT : Time On Target (période totale d'exposition)

Pdf : Probability Density Function (La fonction de densité de probabilité)

IF: Intermediary Frequency (Fréquence Intermédiaire)

HRR : High Résolution Radar

MDS : Multiple Dominant Scatterers

CFAR : Constante False Alarm Rate (Taux de Fausse Alarme Constant)

CA-CFAR: Cell Averaging Constante False Alarm Rate (Cellule Moyenne CFAR)

GO-CFAR: Greatest Of Constante False Alarm Rate

SO-CFAR: Smallest of Constante False Alarm Rate

OS-CFAR: Order Statistic Constante False Alarm Rate

ADT: Average Detection Threshold (Seuil de Détection Moyen)

MGF: Moment Generating Function

Cdf : Cumulative Distribution Function (Fonction de Distribution Cumulative)

Nomenclature

$\boldsymbol{D}$: Distance antenne- cible (mètres)

$\boldsymbol{C}$: Vitesse de lumière (mètres/seconde)

$\Delta\boldsymbol{t}$: Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible (seconde)

$\boldsymbol{P_r}$: Puissance reçue (watts)

$\boldsymbol{P_t}$: Puissance transmise (watts)

$\boldsymbol{G_t}$: Gain de l'antenne émettrice (dBi)

$\boldsymbol{G_r}$: Gain de l'antenne réceptrice (dBi)

$\boldsymbol{\lambda}$: Longueur d'onde du radar (mètres)

$\boldsymbol{\sigma}$: Section efficace ou surface équivalente radar (mètres carrée).

$\boldsymbol{R_t}$: Distance cible-radar émetteur (mètres)

$\boldsymbol{R_r}$: Distance cible-radar récepteur (mètres)

$\boldsymbol{L_d}$: Atténuations internes dans les circuits à de l'émetteur et du récepteur(dB)

$\boldsymbol{L_f}$: Pertes dues aux fluctuations de la surface équivalente(dBm)

$\boldsymbol{L_{atm}}$: Pertes atmosphériques lors de la propagation de l'onde électromagnétique en direction(dB)

$\boldsymbol{S_{min}}$: Puissance minimal de signal (watts)

$\boldsymbol{D_{max}}$: Portée maximum (mètres)

$\boldsymbol{NF}$: Chiffre de bruit en dB

$\boldsymbol{N_i}$: Densité de puissance du bruit thermique (watts/mètre carrée)

$\boldsymbol{K}$: Constante de Boltzman ($1{,}38.10^{-23}$Joules/Kelvin)

$\boldsymbol{B}$: Bande de fréquence (Hertz)

$\boldsymbol{T_e}$: Température (Kelvin)

$\boldsymbol{F}$: Facteur de bruit

$\boldsymbol{A}$: Aire effective de l'antenne (mètre carrée)

$\boldsymbol{Pi}$: Énergie par unité de surface reçue par la cible $\mathrm{W/m^2}$

$\boldsymbol{Ps}$: Énergie par unité de surface réfléchie par la cible à la distance R, en $\mathrm{W/m^2}$

$\boldsymbol{TOT}$: Période totale d'exposition

$\boldsymbol{\Omega}$: Vitesse de rotation de l'antenne exprimée en degrés/seconde

$\boldsymbol{\theta}$: Ouverture angulaire exprimée en degrés

$\boldsymbol{\sigma^2}$: Variance de la cible

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$\boldsymbol{x}$: Amplitude du signal

$\boldsymbol{N_p}$: Nombre de cellules primaires

$\boldsymbol{\Delta}$: L'énergie totale dans le groupe sous test

$\boldsymbol{f(x)}$: Densité de probabilité

$\boldsymbol{X}$: Variable aléatoire

$\boldsymbol{b}$: Paramètre d'échelle

$\boldsymbol{c}$: Paramètre de forme

$\boldsymbol{\Gamma}$: Fonction gamma

$\boldsymbol{Kc(.)}$: Fonction de Bessel modifiée

$\boldsymbol{H_0}$: Hypothèse nulle

$\boldsymbol{H_1}$: Hypothèse alternative

$\boldsymbol{\theta}$: Valeur du paramètre de la distribution du vecteur aléatoire

$\boldsymbol{\Theta}$: Espace des paramètres

$\boldsymbol{z}$: Vecteur d'observation de dimension m

$\boldsymbol{s}$: Signal complexe

$\boldsymbol{n}$: Bruit de fouillis additif

$\boldsymbol{\varphi(z)}$: Variable aléatoire à valeurs dans {0,1}

$\boldsymbol{R_i\ ou\ R_j}$: Région critique

$\boldsymbol{R}$: Espace d'observation

$\boldsymbol{P(H_0)\ et\ P(H_1)}$: Probabilités a priori qui représentent les probabilités d'occurrences de l'hypothèse H_0 et H_1 respectivement

$\boldsymbol{C_{ij}}$: Coût associé à la décision R_i

$\boldsymbol{\mathcal{R}_{\text{Bayes}}}$: Fonction de bayes ou fonction risque

$\boldsymbol{\Lambda(y)}$: Rapport de vraisemblance

$\boldsymbol{\eta}$: Seuil scalaire

$\boldsymbol{F}$: Fonction de coût

$\boldsymbol{P_d}$: Probabilité de détection

$\boldsymbol{P_{fa}}$: Probabilité de fausse alarme

$\boldsymbol{P_m}$: Probabilité de non détection

$\boldsymbol{\sigma_n^2 = \sigma_b}$ **:** Variance de la tension de bruit n(t)

$\boldsymbol{V(t)}$ **:** Signal de la sortie du filtre passe-bande IF

$\boldsymbol{r(t)}$: Enveloppe de V(t)

$\boldsymbol{V_T}$: Seuil de détection

$\boldsymbol{T_{fa}}$: Temps de fausse alarme

$\boldsymbol{t_{int}}$: Temps moyen que la sortie du détecteur d'enveloppe va passer la tension de seuil

$\boldsymbol{P_{s+n}(r)}$: Densité de probabilité du signal plus bruit

$\boldsymbol{I_0}$: Fonction de Bessel d'ordre zéro

$\boldsymbol{E_i(n)}$: Efficacité de l'intégration

$\boldsymbol{f(\sigma)}$: Fonction de densité de probabilité Pdf de Chi-square avec les degrés de liberté 2K

$\boldsymbol{\bar{\sigma}}$: Valeur moyenne de RCS

$\boldsymbol{\Gamma_I}$: Fonction Gamma incomplète

$\boldsymbol{n_p}$: Nombre d'impulsion

$\boldsymbol{n_{fa}}$: Nombre de fausse alarme

$\boldsymbol{N}$: Cellules de références

$\boldsymbol{Z}$: Valeur du test statistique

$\boldsymbol{T}$: Facteur de seuil constant

$\boldsymbol{\mu}$: Puissance total de bruit thermique plus clutter d'environnement

$\boldsymbol{\bar{S}}$: Moyenne du signal à bruit total SNRd'une cible

$\boldsymbol{Y_0}$: Seuil fixé optimale

$\boldsymbol{P_d^{opt}}$: Probabilité de détection optimale

$\boldsymbol{M_Z(*)}$: Fonction génératrice des moments

$\boldsymbol{X_i}$: Cellules de distance autour de la cellule à l'essai

$\boldsymbol{\Gamma(\alpha)}$: Fonction gamma d'habitude qui a une valeur $(\alpha - 1)$ pour α entier

$\boldsymbol{G(\alpha, \beta)}$: Fonction de distribution cumulative (Cdf) correspondant à Pdf

$\boldsymbol{Y_i}$: Variable aléatoire

Résumé

Une des tendances modernes dans la conception des systèmes RADAR est l'emploi de systèmes automatiques de détection, qui consiste à détecter les cibles sans intervention de l'opérateur humain. Pour cela, les détecteurs adaptatifs CFAR "Constante False Alarm Rate" sont devenus des composants standards dans la plupart des systèmes RADAR modernes. Le détecteur adaptatif CFAR sert à maintenir une probabilité de fausse alarme constante dans un fouillis homogène et en présence des cibles parasites.

Le but de ce travail est l'analyse des performances de détection RADAR pour des milieux homogènes. Dans ce contexte nous avons choisi d'analysé les quatre types de détecteurs le CA, GO, SO et OS-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations.

Mots clés : Radar, modèle de cible, clutters "fouillis", détecteurs CFAR.

Abstract

One of the modern trends in the RADAR systems design is the use of automatic detection systems, which consists to detect targets without human operator action. For that, the Constant False Alarm Disastrous (CFAR) adaptive detectors became standard components in most modern radar systems. The CFAR Adaptive detector is use to maintain a probability of false constant alarm in a homogeneous clutter and in presence of parasitic targets.

The aim of this work is RADAR detection performances analysis in homogeneous environment. In this context the CA, GO, SO and OS-CFAR, are study in order to determinate the performance of each one of them in various situations.

Keywords: Radar, CFAR detectors, target model, clutters.

Introduction générale

Tout le monde a déjà entendu parler du RADAR, que ce soit pour des applications civiles, contrôles routiers, aériens ou militaires. Cette technologie est présente dans la vie de tous les jours. Cependant, il aura fallu plus d'un siècle de recherche et de développement pour atteindre les performances des RADAR actuels et le développement de ces systèmes fait toujours le sujet de nombreux travaux de recherche à l'heure actuelle.

Le terme RADAR est l'acronyme de RAdio Detection And Ranging, qui signifie la détection et la localisation à distance d'un objet "cible" à partir du signal rétrodiffusé "écho" par le système RADAR. Dans ce système, la qualité de la détection est affectée par la présence du bruit qui est le résultat de l'addition du bruit thermique inhérent au récepteur, du clutter "fouillis" de mer ou de terre et les échos des cibles interférentes.

En effet la détection consiste à déclarer la présence d'une cible lorsque le signal reçu dépasse un certain seuil. Étant donné que les modèles statistiques des signaux reçus ne sont pas disponibles à priori, et que la puissance du clutter est variable et inconnue, l'utilisation de techniques de détection à seuil fixe conduit alors à beaucoup de fausses alarmes et dégrade ainsi les performances de la détection. Pour cela, une nouvelle technique à seuillage adaptatif de traitement numérique des échos radar a été adoptée pour maintenir le taux de fausses alarmes constant CFAR "Constant False Alarm Rate" par opposition à la détection visuelle, la détection est réalisée d'une manière automatique. Le signal reçu est échantillonné en portée et en fréquence Doppler, chaque échantillon est placé dans une cellule de résolution, les cellules qui sont de part et d'autre de la cellule sous test sont dites cellules de référence. Le comportement de la cellule sous test est comparé à un seuil de détection pour déclarer la cible présente ou absente dans le domaine ou espace scruté par le radar. Dans les détecteurs CFAR, l'algorithme du seuil de détection utilise les valeurs des sorties des cellules de portée/Doppler adjacentes de la cellule sous test CUT "Cell Under Test" pour déterminer l'estimation de la puissance du clutter qui permet à la P_{fa} d'être maintenue à une valeur désirée approximativement constante.

Dans ce mémoire, nous analysons les performances de détection radar. Nous commençons d'abord le premier chapitre par une présentation générale des systèmes radar, leurs caractéristiques, les différents types et principes de fonctionnement, l'équation radar et les paramètres qui influent sur la portée maximale de détection. Pour la deuxième partie de ce chapitre nous introduisons quelques notions sur les modèles de distribution statistique et

quelques définitions sur les clutters, type d'environnement "homogène, non homogène", cible et leurs modélisations "Swerling I, II …".

dans deuxième chapitre nous mettront en évidence la définition de la théorie de la détection radar, les critères de décision" Bayes, Neyman-Pearson, MINIMAX" , probabilités de détection et probabilité de fausse alarme pour analyser les modèles des cibles de Swerling avec la comparaison du signal reçu à un seuil fixe calculé au préalable à l'aide de programmes MATLAB.

Pour le dernier chapitre nous proposons de traiter le problème de la détection, à l'aide de programmes MATLAB, dans un environnement homogène avec la présence de clutters distribué de façon homogène pour quatre types de détecteurs le CA, GO, SO et OS nous proposons aussi d'établir une comparaison entre les performances de détection des quatre détecteurs. Enfin, on termine notre travail par une conclusion générale ainsi que des perspectives.

Chapitre I

Généralités sur les Radar

I .1 Introduction

Le RADAR est l'une des merveilles du vingtième siècle. C'est un système électromagnétique utilisé pour détecter la présence des objets mobiles. En transmettant des ondes radioélectriques, dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1 m, il détermine leur trajectoire, leur vitesse, leur point de contact le plus proche et d'autres données [1].

Ce premier chapitre donne une vue d'ensemble sur les RADAR, leurs modes de fonctionnement ainsi que l'équation RADAR qui les gère.

I.2 Historique

Son histoire a commencé par les travaux du physicien britannique James Clerk Maxwell, en 1864, qui a prédit mathématiquement que les radiations, qui seront connues ensuite sous le nom d'ondes électromagnétiques, ont quelques propriétés communes avec les ondes lumineuses.

En particulier, la vitesse de propagation et la réflexion par les objets métalliques et diélectriques. Ceci a été démontré par le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz en 1886. L'ingénieur allemand Christian Hülsmeyerfut le premier, en 1904, à suggérer l'utilisation d'échos radio dans un appareil de détection afin d'éviter les collisions en navigation. Ensuite, en 1917, Nikola Tesla établit les principes théoriques (fréquences et niveaux de puissance) du futur radar. En 1922, un dispositif similaire fut proposé par l'inventeur italien Guglielmo Marconi. Par la suite, le radar fut développé progressivement, grâce à l'action de nombreux savants, ingénieurs et techniciens.

Plus tard, et au cours de la Deuxième guerre mondiale (Bataille d'Angleterre), Watson Watt (l'inventeur dit "officiel" du radar en 1935) a pu réaliser un détecteur radio que les Américains lui ont attribué le nom de RADAR [2].

Les premières utilisations opérationnelles du radar eurent lieu pendant la seconde guerre mondiale afin de détecter depuis la côte l'approche de formations aériennes et de navires. Les radars ont aujourd'hui une très grande variété d'applications dans de nombreux domaines tels que : militaire, maritime, météorologie, circulation et sécurité routière etc.

Au point de vue militaire, il a modifié progressivement les caractéristiques de la guerre aérienne en supprimant presque complètement la surprise dans le déroulement des opérations ; en effet, il permet de détecter, non sans quelques limitations, à grande distance, les avions et les navires, de suivre leur route, de jour comme de nuit, à travers les nuages, les brouillards et les fumées artificielles.

Rapport-Gratuit.com

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 aérodromes et d'avertir les équipages de la présence de perturbations 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 Vénus [1].

I.3 Définition du Radar

Le terme RADAR est la contraction de l'expression « **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging », qui signifie détection de la présence et mesure de la distance d'objets on utilisant la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir partiellement sur tout obstacle, permettant ainsi de détecter des objets (cibles) qui sont situés à l'intérieur de son volume de couverture pour en extraire des informations comme la position, la vitesse, la forme, ou tout simplement 'radiorepérage'. Cet acronyme d'origine américaine a remplacé le sigle anglais précédemment utilisé : RDF « Radio Direction Finding ».

Le sigle **RADAR** signifie :

- **Radio** : les radars fonctionnent à des fréquences comprises entre 3 MHz (ondes de surface ou par rétrodiffusion ionosphérique) et 100 GHz (courtes portées).
- **Détection** : des seules cibles utiles, définies par les spécifications de besoin des utilisateurs, donc avec rejet des signaux parasites après identification. Des paramètres discriminants sont déterminés pour séparer signaux utiles et parasites.
- **And** : simultanément.
- **Ranging** : localisation des cibles en quatre dimensions Site, Gisement, Distance et Vitesse radiale.

Le RADAR est donc un instrument d'alerte (détection) et de mesure (localisation). La détection et localisation doivent être obtenues dans un cadre espace-temps :

- le volume surveillé (dans les quatre dimensions),
- la cadence à laquelle cette surveillance doit être renouvelée.

Dans cette deuxième fonction, deux caractéristiques sont essentielles :

- précision, incertitude sur la valeur exacte de chaque paramètre de localisation.

- Pouvoir séparateur, ou résolution : possibilité de distinguer et de localiser séparément plusieurs cibles.

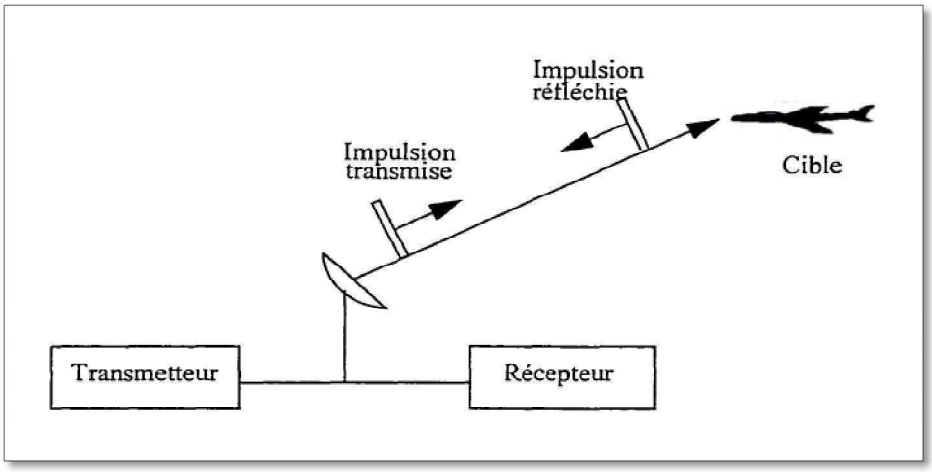

Figure I.1 : Principe du Radar.

- **Cible du Radar**

Au sens large du terme, une cible (traget en anglais) est l'objet qui interfère avec l'onde émise et réfléchit une partie de l'énergie vers le radar. On fait la distinction entre une cible est l'objet qu'on veut détecter et le « clutter » que représente les objets non désirées (réflexion de la mer, de la terre, pluie, oiseaux, météorites…) qui interceptent aussi l'énergie et la renvoient [3].

I.4 Classification des systèmes radars

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes. Ceci se traduit par une première classification des systèmes radars figure I.2 [4] :

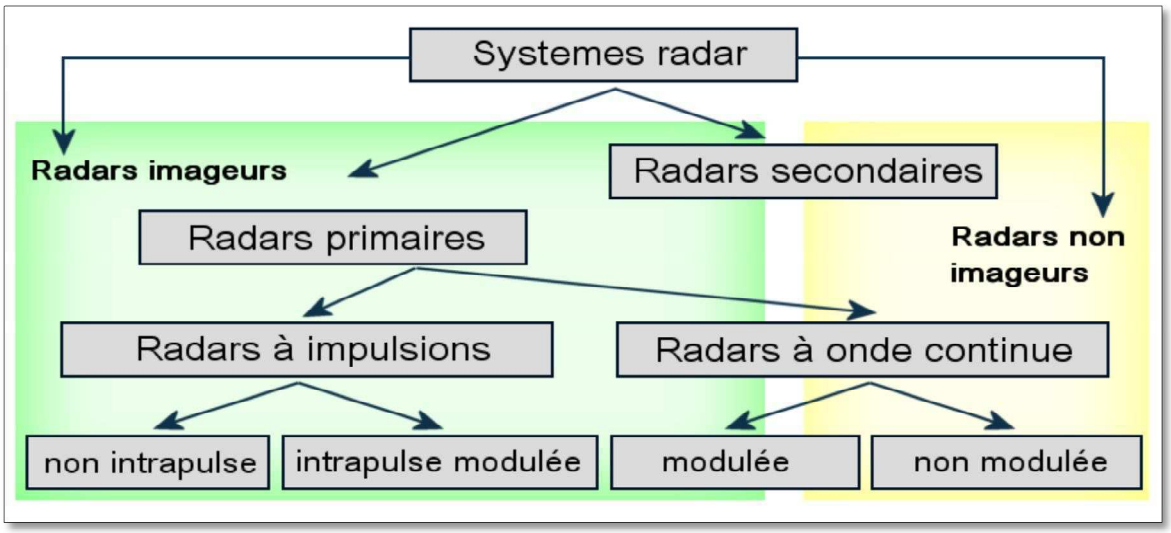

Figure I.2 : Classification des systèmes radars.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

I.4.1 Radars imageurs / Radars non imageurs

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) observé. Les radars imageurs sont utilisés pour cartographier la Terre, les autres planètes, les astéroïdes et les autres objets célestes. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles. Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route...) et les radios altimètres. Ce type de radar est également appelé diffusiomètre puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé. Les applications des radars secondaires non imageurs sont par exemple les dispositifs d'immobilisation antivol installés sur certains véhicules privés récents.

I.4.2.1 Radars secondaires

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

I.4.2.2 Radars primaires

Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos ainsi crées sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal.

A. Radars à impulsions

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

B. Radars à onde continue

Un radar à onde continue (CW) ou à ondes entretenues est un type de radar caractérisé par l'émission d'ondes en continu, modulées en fréquence ou non.

Les radars à ondes entretenues émettent sans interruption un signal hyperfréquence. L'écho est donc reçu et traité continuellement. Pour empêcher l'énergie émise d'entrer directement dans le récepteur et de contaminer celle revenant de la cible, ce type de radar émet et reçoit :

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

Les radars à onde continue sont de deux types :

B.1. Radars à onde continue non modulée

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

B.2. Radars à onde continue modulée

Le signal émis est constant en amplitude mais modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation. Un autre avantage non négligeable de ce type d'équipement est que la réception n'étant jamais interrompue, les mesures s'effectuent en permanence. Ces radars sont utilisés lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique). Un principe similaire est utilisé par des radars à impulsions qui génèrent des impulsions trop longues pour bénéficier d'une bonne résolution en distance. Ces équipements modulent souvent le signal contenu dans l'impulsion afin d'améliorer leur résolution en distance. On parle alors de compression d'impulsion.

I.5 Composantes d'un radar

Les composantes du radar décrites dans cette section sont illustrées sur la figure I.3.

I.5.1 Émetteur

L'émetteur est un circuit oscillateur qui produit des pulsations électromagnétiques à très hautes fréquences. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur.

I.5.2 Modulateur

Ou générateur d'impulsions constitue la partie active de l'émetteur. C'est un circuit électronique qui permet de fractionner l'onde continue produite par l'oscillateur en impulsions. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar.

I.5.3 Récepteur

Le récepteur a pour tâche de détecter et d'amplifier les signaux reçus par l'antenne. Il est accordé sur la même fréquence que l'émetteur. Sa caractéristique principale est sa sensibilité, c'est-à-dire son aptitude à détecter des signaux faibles.

La sensibilité du récepteur n'est pas infinie. Elle est limitée par une tension aléatoire appelée bruit, créé à l'entrée du récepteur par l'agitation thermique des électrons dans les étages de réception. À cela se rajoute le bruit lié au rayonnement cosmique qui devient pénalisant pour les ondes métriques (λ>1 mètre). L'ensemble des considérations précédentes, montrent toute l'importance du choix d'une longueur d'onde courte pour optimiser les performances du radar.

I.5.4 Traitement de signal

Permettant de traiter le signal brut afin d'en extraire des données utiles à l'opérateur (détection, suivi et identification de cible ; extraction de paramètres météorologiques, océanographiques, etc.). Le tout est contrôlé par le système électronique du radar, programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont alors affichées aux utilisateurs.

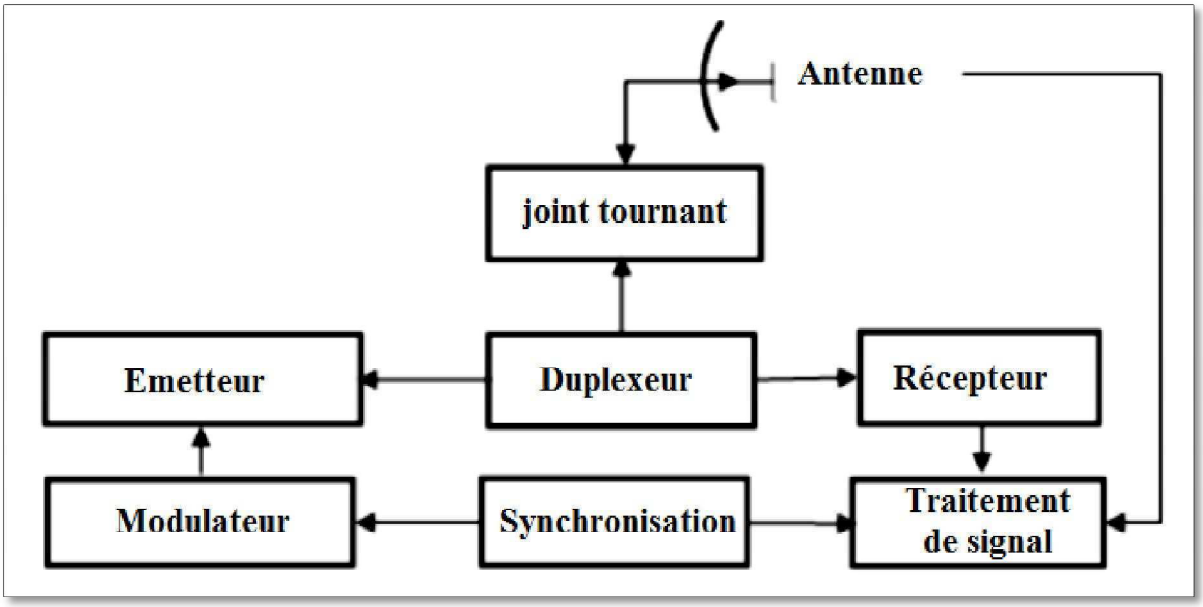

Figure I.3 : Composantes d'un radar.

I.5.5 Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar et également le plus connu. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Le meilleur rendement d'une antenne radar est obtenu en la fixant à une hauteur de 3 à 6 mètres au-dessus du niveau de la mer, à l'endroit le plus dégagé possible. Placée plus haut, l'antenne devient sensible aux mouvements de roulis et de tangage. Placée trop bas, ses radiations sont dangereuses pour les personnes qui s'en approchent. L'antenne radar est dessinée de façon à concentrer l'énergie des impulsions émises en un faisceau horizontal étroit. Pour repérer les cibles, l'antenne émet sur le plan horizontal, un rayon très étroit (2° à 4º). Plus l'antenne est large, plus le faisceau est étroit. Sur le plan vertical, le rayon de balayage se situe entre 20° et 40º, et son centre est dirigé vers l'horizon de façon à tenir compte du roulis et du tangage sans perdre les cibles de vue. Les antennes radar doivent avoir une directivité élevée. La directivité d'une antenne caractérise la manière dont celle-ci concentre son rayonnement dans une certaine direction de l'espace pour envoyer un faisceau étroit étant donné que la largeur du faisceau est proportionnelle à la longueur d'onde du rayonnement et inversement proportionnelle à la largeur de l'antenne. Si le faisceau est trop grand, il y a gaspillage d'énergie. Par contre, s'il est trop petit, un objet se trouvant sous la portée de l'antenne, ne peut, en plus, être repéré. Par conséquent, en général, aucune antenne n'est parfaite.

I.5.6 Joint tournant

C'est un dispositif permettant le transfert de l'énergie entre la partie fixe et la partie mobile du radar.

I.5.7 Duplexeur

C'est un commutateur électronique qui dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal échoïque depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar monostatique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions, avec une perte minimale. Il est primordial qu'il soit bien synchronisé puisque la puissance du signal émis est de l'ordre du mega-watt ce qui est trop important pour le récepteur qui traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelques nano-watts. Au cas où l'impulsion émise serait dirigée vers le récepteur, celui-ci serait instantanément détruit [5].

I.5.8 Synchronisation

Le synchronisateur est le cœur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en

temps réel. Son élément de base est une horloge de très grande stabilité (10^{-5} à 10^{-8}) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation.

I.6 Principe de fonctionnement

Le principe du radar consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée et à détecter en retour l'onde réfléchie par un obstacle à l'intérieur de son volume de couverture. Le but principal du radar est bien, de révéler la présence des objets (cibles) qui ne peuvent pas être observés visuellement, en plus d'informations additionnelles comprenant ; la distance par une mesure exacte du temps écoulé entre la transmission et la réception du signal en retour et la direction par l'utilisation de modes d'antennes directives. Dans les premières séries de radars, deux antennes étaient utilisées pour comparer l'intensité de l'énergie réfléchie avec celle émise et ainsi déterminé la direction de l'écho.

La classification des cibles, également être effectuée, par l'analyse des échos et leurs variations dans le temps. Si une cible est présente, elle réfléchira l'onde émise et renverra alors un écho vers le radar. Toutefois, même en l'absence de cible, des échos sont observés par le radar, dus au bruit thermique du récepteur, à la rétrodiffusion du milieu environnant (mer, sol, nuages), appelée fouillis, ou encore à un éventuel brouillage. Le problème consiste alors à déterminer si le signal reçu est rétrodiffusé par une cible ou bien s'il n'est qu'un signal site. Dans ce but, le signal émis possède certaines propriétés afin de faciliter le traitement en vue de la détection. Un système radar est composé généralement d'un ensemble de sous-systèmes, représentant ainsi ses constituants majeurs, dans le but de contrôler ses capacités opérationnelles. Les principaux sous-systèmes radars sont, l'antenne, l'émetteur, le récepteur et le traitement de signal.

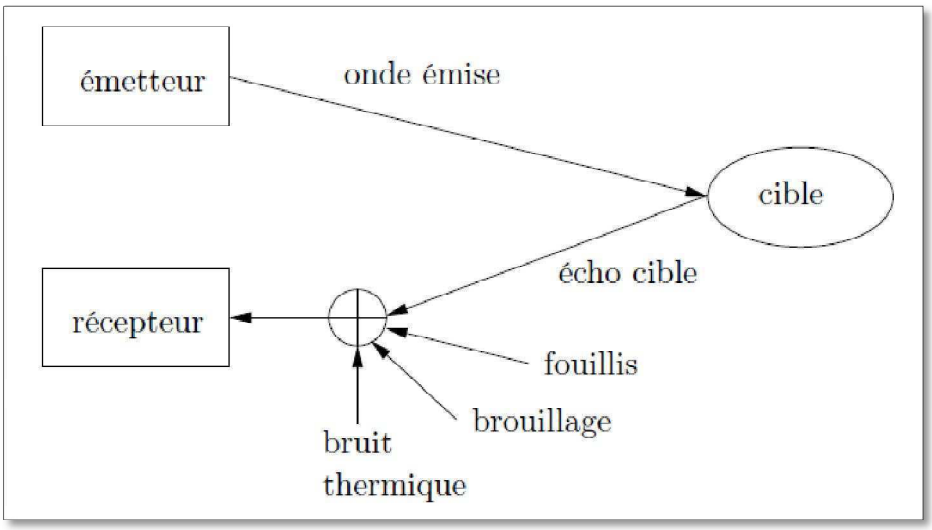

Figure I.4 : Principe de fonctionnement.

I.7 Mesure de la distance

La distance est calculée à partir du temps de transit (aller et retour) d'une brève impulsion radio électrique émise et de sa vitesse de propagation c. La distance de l'écho (calculée par le radar) est la distance en ligne droite entre l'antenne du radar et la cible.

Le temps Δt mesuré par le radar est le temps nécessaire à l'impulsion pour aller de l'antenne à la cible, puis de la cible vers l'antenne après réflexion. Chaque impulsion revenant au radar a parcouru deux fois la distance radar-cible. La formule permettant de calculer cette distance est donc la suivante :

$$\boldsymbol{D} = \frac{\mathbf{c.\Delta t}}{\mathbf{2}} \qquad \text{(I.1)}$$

D : La distance antenne- cible$m$.

c : La vitesse de lumière ($3.10^8\ m/s$).

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

- soit du bruit atmosphérique, qu'on ne peut réduire à zéro.
- soit du bruit propre du récepteur, qu'on ne peut réduire à zéro.
- soit même d'un brouillage du par exemple a un ennemi non coopérant (ou à un ami maladroit) [3].

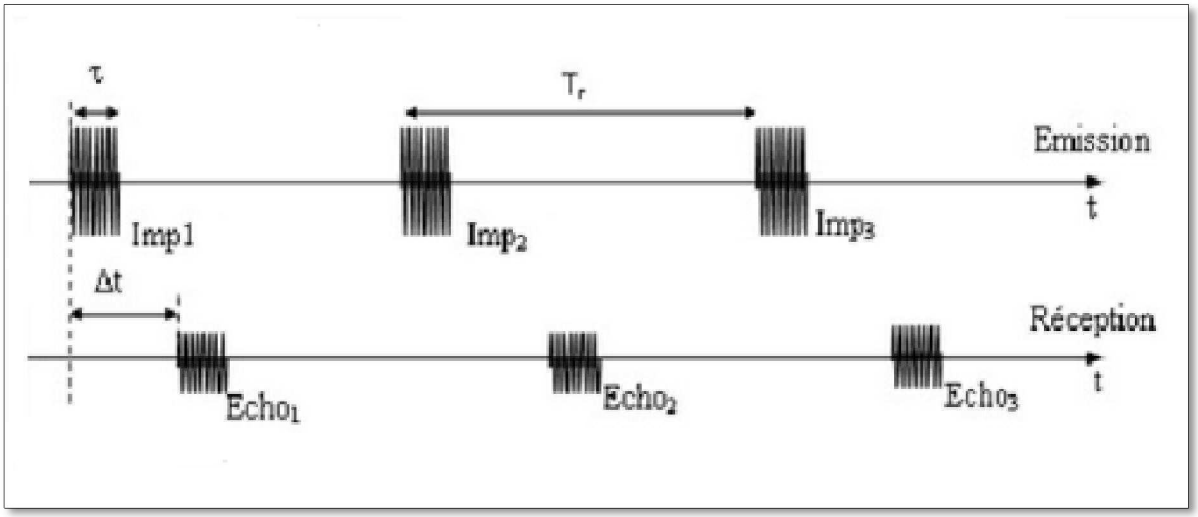

Figure I.5: Mesure de distance.

I.8 Mesure de la direction

L'angle, entre la direction du nord et celle de la cible (azimut), est déterminé grâce à la directivité de l'antenne. La directivité est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. En mesurant la direction dans laquelle est pointée

l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible (donc son altitude). La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne. Pour une fréquence émise donnée (ou une longueur d'onde définie), la directivité d'une antenne est fonction de ses dimensions propres.

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

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

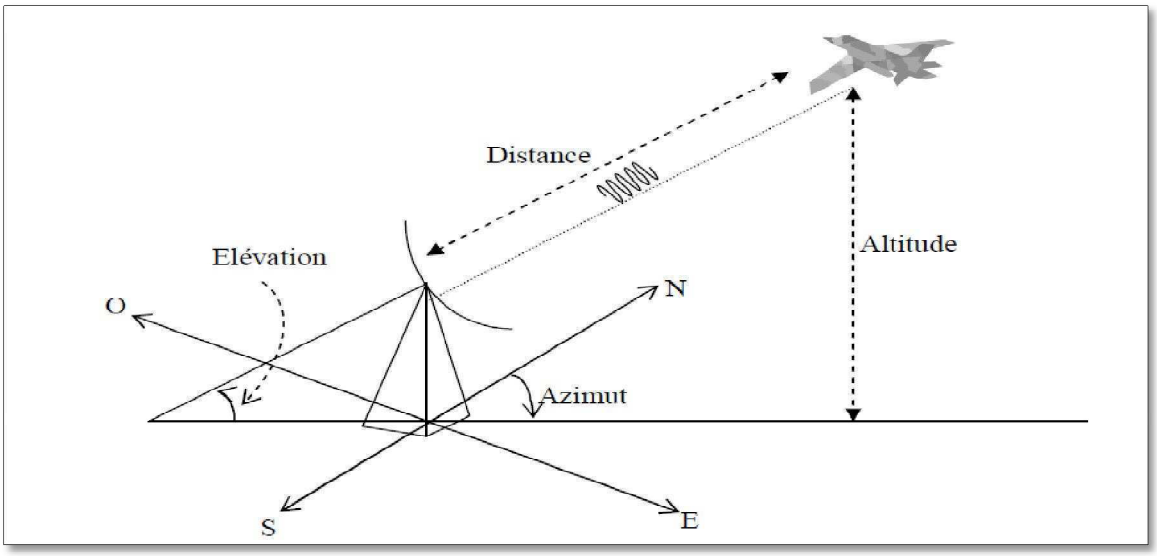

Figure I.6: Angles caractérisant une cible radar.

I.9 Équation de radar

I.9.1 Formule générale

L'équation du radar est un bilan des puissances sur le trajet aller-retour d'une onde émise par un radar. Celle-ci dépend des caractéristiques du radar (antenne, circuits électroniques, guide d'onde, pertes de signal, etc.), de celles de la cible et du milieu traversé le long du trajet. Les premières sont constantes alors que les deuxièmes et troisièmes varient dans le temps et l'espace.

Établir l'équation du radar consiste à faire le bilan de puissance sur le trajet aller-retour du signal émis. La puissance reçue par l'antenne réceptrice d'un radar est donnée par :

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2} \qquad \text{(I.2)}$$

P_r : Puissance reçue (watts).

P_t : Puissance transmise (watts).

G_t : Gain de l'antenne émettrice (dBi).

G_r : Gain de l'antenne réceptrice (dBi).

λ : Longueur d'onde du radar (mètres).

σ : Section efficace ou surface équivalente radar (coefficient de réflexion de la cible, mètres carrée).

R_t : Distance cible-radar émetteur (mètres).

R_r : Distance cible-radar récepteur (mètres).

Dans la plupart des cas de petits radars, pour faire voisiner un émetteur très puissant et un récepteur très sensible, les deux utilisant la même antenne (radar monostatique), nous utilisons un duplexeur tels que: $R_t = R_r = D$ et $G_t = G_r = G$.

L'équation (I.2) devient alors :

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

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

$$\boldsymbol{D = \left[P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_r}\right]^{\frac{1}{4}}} \qquad \text{(I.4)}$$

Lors de l'élaboration de notre équation du radar, nous avons considéré des conditions de propagations idéales, libres de toute perturbation. Cependant, dans la pratique la propagation est affectée par de nombreuses pertes qui peuvent considérablement réduire l'efficacité du radar.

Nous allons donc pondérer notre équation d'un facteur de pertes L :

$$\boldsymbol{D = \left[P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \, P_r \, L}\right]^{\frac{1}{4}}} \qquad \text{(I.5)}$$

Ce facteur regroupe les pertes suivantes :

L_d : Atténuations internes dans les circuits de l'émetteur et du récepteur.

L_f : Pertes dues aux fluctuations de la surface équivalente.

L_{atm} : Pertes atmosphériques lors de la propagation de l'onde électromagnétique en direction de la cible (et sur le trajet retour) [6].

Rapport-Gratuit.com

I.9.2 Portée maximum

On définit la portée utile maximale, la distance pour laquelle le bilan de puissance fera apparaître le signal minimum noté $P_r = S_{min}$, que l'on peut détecter, en puissance reçue :

$$D_{max} = \left[P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min} L}\right]^{\frac{1}{4}} \quad (I.6)$$

Les composants hyperfréquences, tels les guides d'onde, les filtres... génèrent des pertes «internes». Pour un radar donné, ces pertes sont relativement constantes et facilement mesurables. L'atténuation atmosphérique et les réflexions sur la surface de la terre sont d'autres problèmes qui affectent en permanence les performances des radars [7].

I.9.3 Bruit

En pratique les signaux de retour reçu par le radar sera corrompu par le bruit, qui présent des tensions non désirés à toutes les fréquences radar. Le bruit à la réception peut être d'origine interne (généré par le mouvement des électrons) et externe capté par l'antenne avec les échos utiles [8].

Les sources de bruit externe sont diverses :

- Bruit atmosphérique : il est généré par les perturbations atmosphériques (orage). Il est négligeable au-dessus de 50MHz.
- Bruit solaire : il est généré par le soleil. Il augmente avec le carré de la fréquence. Sa contribution aux fréquences radar est négligeable.

Le bruit d'un système peut être exprimé de trois façons :

a) Chiffre de bruit

Le chiffre de bruit (NF) est la mesure du bruit d'un amplificateur, généralement exprimée en décibels (dB), par rapport à un bruit minimum de référence. Il s'agit de la dégradation du rapport signal sur bruit (S/N) par les composantes du circuit électronique de bande passante donnée. NF donne l'augmentation de la puissance du bruit entre l'entrée et la sortie du circuit :

$$NF = 10log\left(\frac{S/Nentree}{S/Nsortie}\right) \quad (I.7)$$

Ce chiffre de bruit se retrouve dans les spécifications du fabricant et dans les récepteurs modernes ne dépasse pas 8 à 10 dB.

b) Température de bruit équivalente

Le bruit dans un système peut également être exprimé en température équivalente (Te). Il est dû au mouvement brownien des atomes dans les conducteurs et dépend du type de circuit.

Le Te d'une résistance est la température de celle-ci mais pour une diode elle peut être plusieurs fois supérieure.

Aux fréquences radar, le bruit externe reste négligeable et la sensibilité du radar sera déterminée par le bruit interne et principalement par le brui thermique .La présence de bruit interne provoque une dégradation du rapport signal / bruit. Cette dégradation s'exprime par le facteur de bruit.

Le bruit thermique est caractérisé par une densité de puissance N_i:

$$\boldsymbol{N_i = K\,T_e\,B} \qquad \text{(I.8)}$$

K : est la constante de Boltzman ($1{,}38.10^{-23}$ Joules/Kelvin).

B : est la bande du circuit en Hertz.

T_e : est la température en Kelvin.

c) Facteur de bruit

Le facteur de bruit F donne la valeur du bruit supplémentaire que cause le circuit à la sortie d'un appareil par rapport au bruit total. Le facteur de bruit à une fréquence donnée est donc défini ainsi :

$$\mathbf{F} = \frac{\textbf{Puissance signal entrée/Puissance bruit entrée}}{\textbf{Puissance signal sortie/Puissance bruit sortie}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_o} \;\; ; \;\; (\mathbf{F} \geq \mathbf{1}) \qquad \text{(I.9)}$$

Il s'agit d'un nombre sans unité.

I.9.4 relation entre $(SNR)_o$ et la distance antenne-cible

Ici, $(SNR)_i$et $(SNR)_o$sont respectivement, les rapports signal sur bruit à l'entrée et à la sortie du récepteur. La substitution de N_i et le réarrangement de (I.9) donne [9] :

$$\boldsymbol{S_i = N_i\,F\,(SNR)_o = K\,T_e\,B\,F\,(SNR)_o} \qquad \text{(I.10)}$$

Ainsi, la puissance du signal minimal détectable peut être écrite comme :

$$\boldsymbol{S_{min} = K\,T_e\,B\,F\,(SNR)_{o_{min}}} \qquad \text{(I.11)}$$

En remplaçant l'équation (I.11) dans l'équation (I.6) on a :

$$\boldsymbol{D_{max} = \left[\frac{P_t\,G^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3\;K\,T_e\,B\,F\,(SNR)_{o_{min}}\;L}\right]^{\frac{1}{4}}} \qquad \text{(I.12)}$$

Où n_p est le nombre total d'impulsions qui frappe la cible, et f_r est le PRF (la fréquence de répétition d'impulsion) radar. En supposant PRF faible, l'équation unique impulsion radar est donnée par :

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$(SNR)_1 = \frac{P_t\, G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3\ K\, T_e\, B\, F\, D^4\ \ L} \qquad (I.13)$$

Et pour n_p impulsions intégrés de façon cohérente nous obtenons :

$$(SNR)_{n_p} = \frac{P_t\, G^2 \lambda^2 \sigma\, n_p}{(4\pi)^3\ K\, T_e\, B\, F\, D^4\ \ L} \qquad (I.14)$$

I.10 Surface effective de l'antenne et surface équivalente de la cible

Le gain G, l'aire effective de l'antenne A en m^2 et la longueur d'onde du signal λ sont liés par la relation (I.15). L'antenne est un composant passif qui ne peut amplifier le signal. Par contre, elle peut concentrer la puissance émise dans une direction de l'espace. Ainsi, comparée à une antenne isotrope (qui émet uniformément dans toutes les directions d'espace), l'antenne directive présente un gain dans une direction donnée. Ce gain est généralement mesuré en dBi pour décibel isotrope (en comparaison avec une antenne isotrope).

$$\mathbf{G} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \qquad (I.15)$$

Le gain d'une antenne dans l'espace est représenté graphiquement en trois dimensions ou en coupe de son diagramme de rayonnement. L'angle d'ouverture d'une antenne correspond à l'angle formé par les courbes à -3 dBi de la puissance émise. Il peut être caractérisé en azimut (coupe horizontale du diagramme de rayonnement) ou en élévation (coupe verticale). La conséquence à ces propriétés est qu'une antenne à fort gain est forcément très directive, ce qui veut dire qu'elle présente un angle d'ouverture faible.

La surface équivalente RADAR (SER, ou RCS pour RADAR Cross Section en anglais) est une aire fictive rendant compte de la puissance réfléchie par la cible.

Cette surface est difficile à calculer pour des systèmes complexes, elle est donc souvent mesurée en plein air ou en chambre anéchoïque électromagnétique. Pour cela, on mesure la partie de l'énergie réfléchie vers le RADAR par rapport à l'énergie totale frappant la cible. En considérant une sphère idéale de surface $4\pi R^2$ réfléchissant l'énergie uniformément dans toutes les directions, la SER σ d'un objet d'un point de vue donné et pour une longueur d'onde donnée, est définie par l'équation (I.16) [10].

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{Ps}{Pi} \qquad (I.16)$$

P_i : L'énergie par unité de surface reçue par la cible W/m^2.

P_s : L'énergie par unité de surface réfléchie par la cible à la distance R, en W/m^2.

I .11 Modèles statiques des cibles

Une cible se comporte donc comme une antenne de forme complexe. Elle intercepte une part de l'énergie dans laquelle elle baigne en absorbe une certaine quantité et réfléchie le reste dans toutes les directions (de façon omnidirectionnelles).

La cible doit se situer au-dessus de l'horizon radar et doit pouvoir renvoyer un écho suffisamment puissant. La puissance d'un écho renvoyé par une cible dépend grandement de la largeur de celle-ci et de sa hauteur au–dessus de l'horizon radar. Ces facteurs ne sont cependant pas suffisants. En effet, une petite cible très réfléchissante peut fort bien renvoyer un écho supérieur à celui d'une cible plus importante mais dont le pouvoir de réflexion est faible.

I.11.1 Cible ponctuelle

En basse résolution, deux modèles de cibles fluctuantes sont considérés. Le premier considère la cible comme étant un ensemble de plusieurs réflecteurs élémentaires de même taille. L'enveloppe du signal réfléchi d'une telle cible à la sortie du détecteur quadratique suit une loi de Rayleigh de la forme.

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{x}{\sigma^2} exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \qquad \text{(I.17)}$$

Où x est l'amplitude du signal et σ^2 la variance de la cible.

Le second modèle suppose qu'elle est constituée d'un gros réflecteur entouré de plusieurs petits réflecteurs. A la sortie du détecteur quadratique, l'enveloppe suit une loi de la forme.

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{9x^3}{2\sigma^4} exp\left(-\frac{3x^2}{2\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \qquad \text{(I.18)}$$

Pour étudier le signal cible dans le cas de plusieurs impulsions, il est nécessaire de prendre en compte les mouvements de la cible pendant le temps l'exposition $= \boldsymbol{\frac{\theta}{\Omega}}$.

TOT : Période totale d'exposition.

Ω : Vitesse de rotation de l'antenne exprimée en degrés/seconde.

θ : Ouverture angulaire exprimée en degrés.

I.11.1.1 Modèles de fluctuation

Le terme fluctuation, dans les systèmes radar, appliqué aux échos radar décrit les changements de la surface équivalente radar (SER) des cibles complexes et les effets d'irrégularités dans l'indice réfractif atmosphérique (fluctuations de l'angle d'arrivée). En premier lieu, ces variations apparaissent en des changements de l'aspect de la cible vis-à-vis

du radar et ils en résultent des variations dans les échos radar additionné à ceux causés par les conditions météorologiques, l'instabilité des équipements et autres.

Pour représenter clairement ces fluctuations, les propriétés de la fonction de densité de probabilité et de la corrélation en fonction du temps doivent être connues pour une cible et une trajectoire particulière. Dans le cas idéal, ces caractéristiques doivent être mesurées pour une cible, mais ceci est souvent impraticable. Il existe deux façons d'obtenir des informations sur les propriétés statistiques des fluctuations de la SER. La première est d'obtenir les données expérimentales du comportement des cibles dans différentes situations dynamiques et la seconde est d'introduire quelques modèles analytiques théoriques qui peuvent décrire ce comportement d'une manière satisfaisante.

Deux types de fluctuations sont considérés : Cible lentement fluctuante ou fluctuante d'un balayage à un autre (scan to scan target) et cible rapidement fluctuante ou fluctuante d'une impulsion à une autre (pulse to pulse target) :

A. Cible lentement fluctuante

L'écho de cible ne change pas pendant l'émission des N impulsions TOT. Par conséquent, les échantillons reçus sont les mêmes pour toutes les impulsions ; il s'agit d'une seule réalisation d'une même variable aléatoire.

B. Cible rapidement fluctuante

L'écho change de valeur d'une impulsion à l'autre. Donc les échantillons reçus sont des réalisations différentes de la même variable aléatoire [11].

I.11.1.2 Modèles de Swirling

Le modèle Swerling classe les cibles selon les fluctuations de leur SER en cinq modèles statistiques appelés Swerling 0 ou V (modèle non-fluctuant), Swerling I, II, III et IV (modèles fluctuants).

Les quatre modèles Swerling fluctuants sont définis comme suite [5] :

A. Swerling I (SWI)

Cible lentement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi :

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{x}{\sigma^2} exp\left(\frac{-x^2}{\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \tag{I.19}$$

Figure I.7: Modèle de fluctuation Swerling I.

B. Swerling II (SWII)

Cible rapidement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi :

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{x}{\sigma^2} exp\left(\frac{-x^2}{\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \tag{I.20}$$

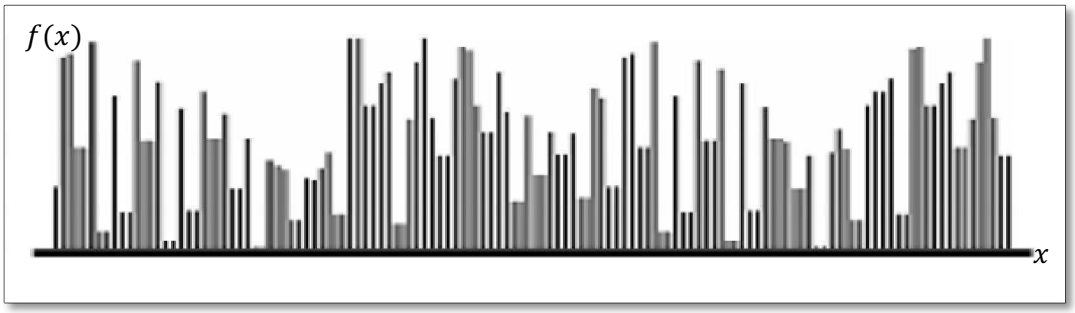

Figure I.8 : Modèle de fluctuation Swerling II.

C. Swerling III (SWIII)

Cible lentement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi :

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{9x^3}{2\sigma^4} exp\left(\frac{-3x^2}{2\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \tag{I.21}$$

Figure I.9: Modèle de fluctuation Swerling III.

D. Swerling IV(SWIV)

Cible rapidement fluctuante dont l'enveloppe du signal varie selon la loi :

$$\boldsymbol{f(x) = \frac{9x^3}{2\sigma^4} exp\left(\frac{-3x^2}{2\sigma^2}\right) \qquad x \geq 0} \tag{I.22}$$

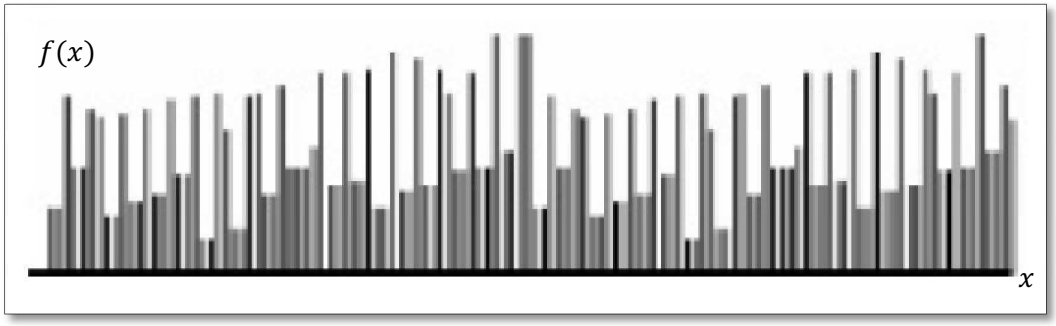

Figure I.10 : Modèle de fluctuation Swerling IV.

I.11.1.3 Modèle Gaussien

Un autre modèle aléatoire fréquemment adopté consiste à supposer que le coefficient de rétrodiffusion est, en fonction de l'angle d'observation, un processus aléatoire gaussien complexe, localement stationnaire, à moyenne nulle. Le caractère gaussien est justifié par le théorème central-limite [12].

I.11.2 Cibles réparties

Les radars à haute résolution HRR « High Resolution Radar » permettent une amélioration des performances de détection, par rapport aux radars à basse résolution. Cette amélioration dépend essentiellement de deux facteurs :

- L'augmentation de la résolution du radar réduit l'énergie rétrodiffusée par cellule.
- L'énergie rétrodiffusée par des cibles réparties (resolved scatterers) introduit moins de fluctuations que l'énergie rétrodiffusée par une cible conventionnelle (unresolved point target).

Ainsi, en détection HRR, nous ne parlons plus d'une cible ponctuelle mais plutôt de cibles réparties, car l'énergie retro diffusée dans ce type de radars est répartie sur un nombre 'N_p' de cellules, appelées cellules primaires contenues dans le groupe sous test. Ce concept est appelé MDS (Multiple Dominant Scatterers), et permet de définir l'énergie rétrodiffusée par chacune des N_p cellules. On y voit clairement comment est répartie l'énergie dans chaque cellule en fonction de sa position dans le groupe sous test. L'énergie totale Δ dans le groupe sous test correspond à la somme pondérée des amplitudes X_0^K, contenues dans les N_p cellules primaires, c'est-à-dire [5] :

$$\boldsymbol{\Delta} = \sum_{K=1}^{N_p} \boldsymbol{X_0^K} \quad \text{(I.23)}$$

I.11.3 Cibles furtives

La furtivité n'est pas l'invisibilité car il est impossible avec les moyens actuels de faire disparaître une cible de l'écran radar adverse. Par contre, on peut diminuer la surface équivalente radar (SER), ou Radar Cross Section (RCS), de façon à tromper l'ennemi.

La SER dépend de :

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

Pour la réduire il est nécessaire :

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

I.11.3.1 Bateau furtif

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

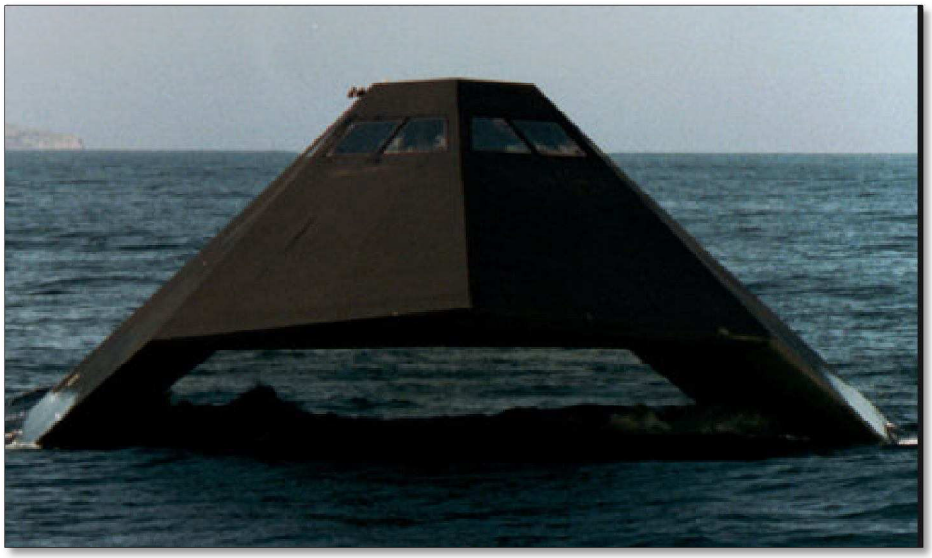

Figure I.11 : Bateau furtif.

I.11.3.2 Avion furtif

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

Figure I.12 : Avion furtif.

I.12 Environnement Radar

Il existe deux types d'environnements : l'environnement homogène et l'environnement non homogène. La différence entre les deux est que dans le premier cas, l'écho du bruit est distribué d'une façon homogène, alors que dans le

second cas, le bruit se manifeste sous forme de deux phénomènes qui sont les cibles interférentes et le « clutter » [13].

I.13 Fouillis (clutter) et leur modélisation

I.13.1 Définition

Le clutter est un terme anglais, pour identifier n'importe quels retours d'objets non désirés et qui peuvent interférer les opérations normales du radar. Le clutter peut être classifié dans deux catégories principales : Clutter de surface et clutter de volume. Le clutter de surface représente les arbres, la végétation et la surface de mer (clutter de mer)…etc. Par contre le clutter de volume a normalement une grande ampleur représentant la pluie, le nuage, les oiseaux, ...etc. Le clutter de surface change d'une place à l'autre, alors que le clutter de volume peut être plus prévisible. Dans beaucoup de cas, le niveau du signal de clutter est beaucoup plus élevé que le niveau de bruit du récepteur.

I.13.2 Modélisation statistique

Depuis un certain nombre de décennies, le fouillis dû au retour de la surface de la terre ou de la mer a été modélisé par un processus stochastique. Pour les radars à basse résolution, l'amplitude du fouillis est distribuée selon Rayleigh. Tandis que pour les radars à haute résolution, le fouillis devient impulsif, d'où le caractère non gaussien. La majeure partie de la recherche sur le fouillis non gaussien consiste à trouver une distribution appropriée qui permet d'approcher les données expérimentales. Par exemple, il a été observé expérimentalement que dans beaucoup de cas, les distributions Weibull, log normal, ou la distribution K, sont de meilleures approximations pour des statistiques d'amplitude du fouillis qu'une distribution de Rayleigh. Il est à préciser que jusqu'à présent on n'a proposé aucun modèle simple pour le fouillis.

Beaucoup de données telles que les signaux de télécommunications et les signaux radar montrent un caractère non symétrique et impulsif d'où l'impossibilité d'utiliser les modèles Gaussien ou les distributions symétriques alpha-stables. La communauté de traitement du signal a constaté que la famille de distribution alpha-stable positive peut modéliser des données impulsives de ces domaines d'application. La famille des distributions positives alpha-stable est la plus appropriée pour représenter ce caractère des données. Une seule forme compacte existe à savoir la distribution de Pearson [14].

RapportGratuit.com

I.13.2.1 Distribution de Rayleigh

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

$$f_X(x) = \frac{x}{b} exp\left(-\frac{x^2}{2b}\right) \qquad x \geq 0 \tag{I.24}$$

b: Un facteur d'échelle.

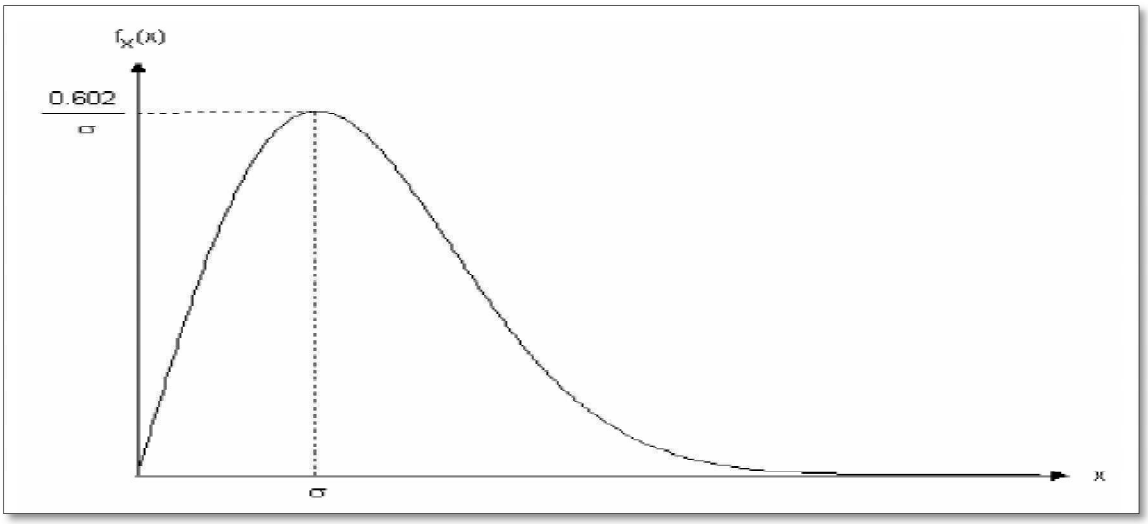

Figure I.13 : Fonction de densité de probabilité de la loi Rayleigh.

I.13.2.2 Distribution Log-normale

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

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma x} exp\left(-\frac{(ln(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \tag{I.25}$$

Où μ est la moyenne de ln(x) dont la variance est σ^2.

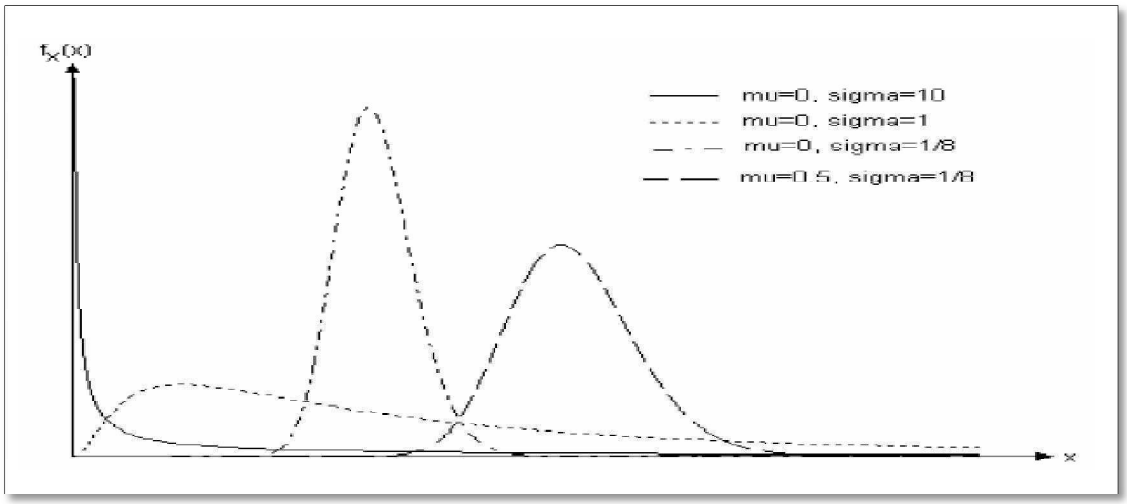

Figure I.14 : Fonction de densité de probabilité de la loi log-normal.

I.13.2.3 Distribution Weibull

La distribution de Weibull introduite par Schleher pour modéliser le fouillis de mer. La distribution de Weibull dépend de deux paramètres, le paramètre de forme « c » et le paramètre de d'échelle « b ». Elle est donnée par :

$$\boldsymbol{f_X(x) = \frac{c}{b}\left(\frac{x}{b}\right)^{c-1} exp\left[-\left(\frac{x}{b}\right)^{c}\right] \quad x > 0\,, c > 0\,, b > 0} \qquad \text{(I.26)}$$

b **:** Paramètre d'échelle.

c: Paramètre de forme.

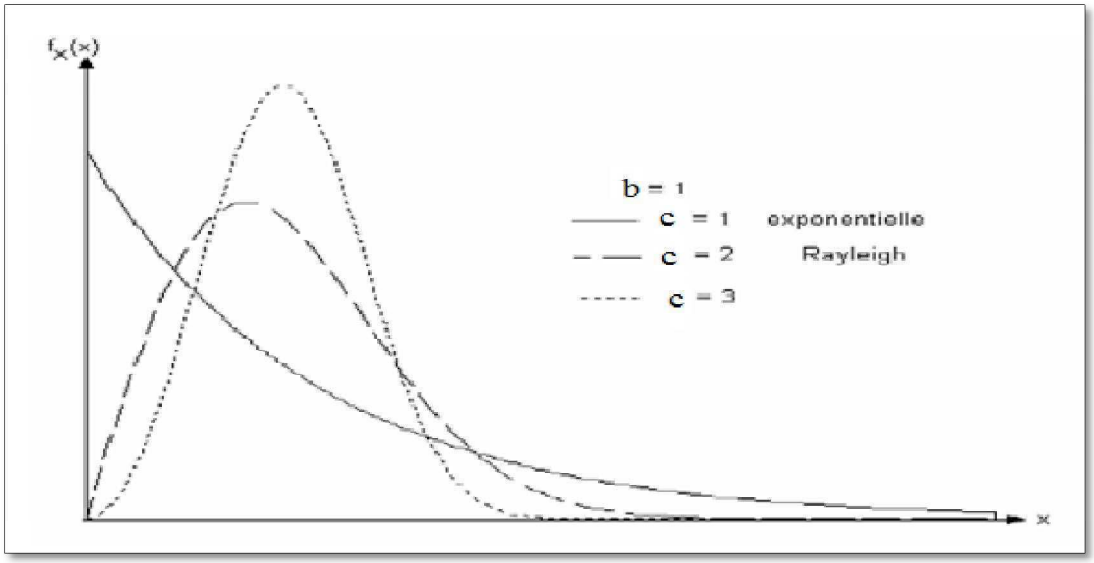

Figure I .15 : Fonction de densité de probabilité de la loi Weibull.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

I.13.2.4 Distribution K

Cette distribution a été initialement proposée par Jakeman et Pusey pour modéliser le fouillis de mer. Lorsque la résolution du radar augmente et pour des angles d'incidence faibles, le fouillis de mer présente un nombre plus élevé de pics «Spiky». La distribution de l'amplitude du fouillis développe une longue queue. D'où la distribution de Rayleigh n'est plus valable. Ward et Watts, décrivent la distribution du fouillis par le produit de deux composantes. La première est appelée «Speckle» et obéît à une distribution de Rayleigh, la deuxième qui représente la puissance du fouillis est appelée «texture» elle est modélisée par une distribution Gamma. La densité de probabilité du fouillis est obtenue en moyennant la composante «speckle» sur toutes les valeurs possibles de la composante texture. La variable aléatoire X à une fonction densité de probabilité définie par :

$$\boldsymbol{f_X(x) = \frac{4}{b\Gamma(c)}\left(\frac{x}{b}\right)^c k_{c-1}\left(\frac{2x}{b}\right) \quad ; x > 0} \qquad \text{(I.27)}$$

b: Paramètre d'échelle.

c: Paramètre de forme.

Γ: Fonction gamma.

$K_c(.)$: La fonction de Bessel modifiée.

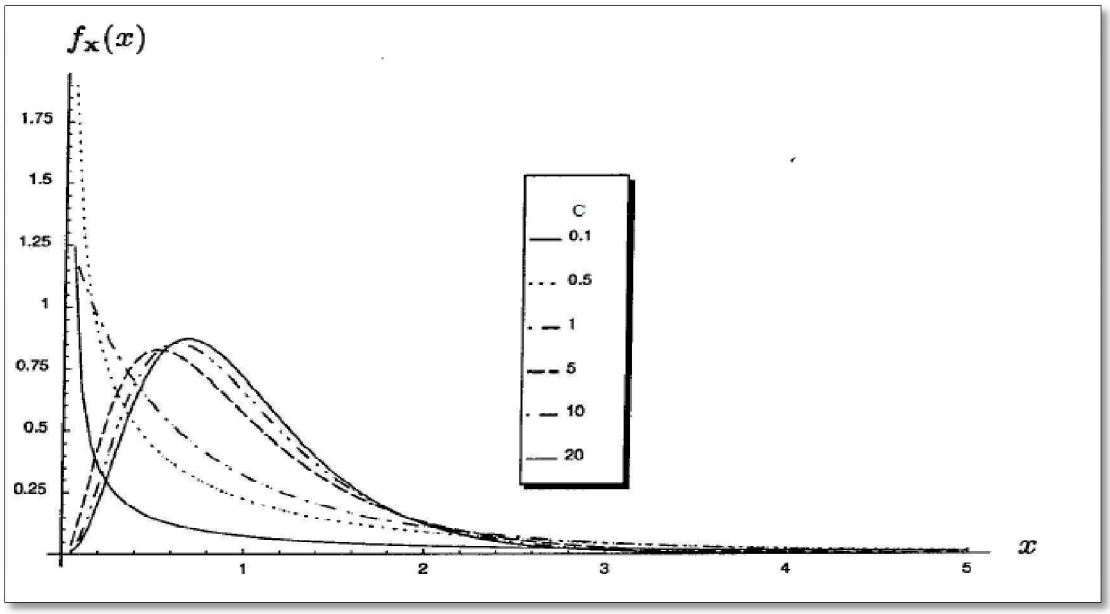

Figure I .16 : La variabilité de la forme de la fonction de densité de probabilité de la distribution K diminue avec l'augmentation de c.

I.13.2.5 Distribution Gaussienne (Normal)

La distribution normal, souvent appelée distribution Gaussienne, est une famille importante de distributions de probabilité de variables aléatoires continues.

La distribution normale est donnée comme suit :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right) ; x > 0 \quad (I.28)$$

Le μ est la moyenne ou les attentes (emplacement de la crête) et σ^2est la variance. Sigma est connu sous le non écart-type.

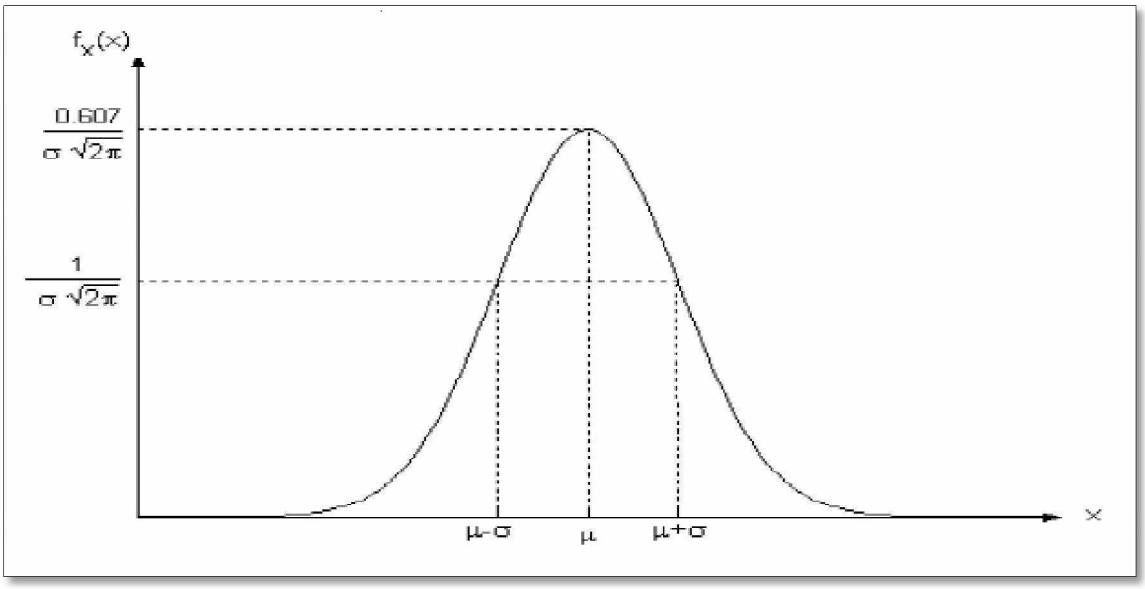

Figure I.17 : Fonction de densité de probabilité de la loi Gaussienne.

I.14 Conclusion

Le présent chapitre donne une introduction théorique au système radar avec une description des principes généraux de ces derniers. Ce chapitre d'écrit aussi une équation dite équation radar qui est spécifique à l'environnement dans lequel fonctionne le radar. Dans la deuxième partie de ce chapitre une classification des cibles est donnée. Enfin, une modélisation des clutters est présentée.

Le chapitre suivant, de ce mémoire, est consacré à l'étude de la détection radar pour diffèrent critères de détection.

Chapitre II

Détection Radar

II.1 Introduction

La fonction principale d'un radar est de détecter la présence d'objets d'intérêt, noyés dans un bruit ambiant considéré comme processus aléatoire. Ce bruit perturbe la qualité de détection et provient généralement de l'électronique du radar (bruit thermique), modélisé à juste titre comme du bruit Gaussien blanc. Dans certains cas, le radar doit faire face à l'environnement situé tout autour de l'objet à détecter : c'est le cas des radars terrestres de surveillance qui scrutent l'horizon du sol. Ceux-ci sont alors perturbés par les échos indésirables des réflecteurs constitutifs du sol, de la végétation ou encore de la mer. Ces signaux parasites sont généralement assimilés à du bruit aléatoire se superposant au bruit thermique, et constituent ce que l'on nomme le fouillis. Dans le cas où ce fouillis s'apparente également à du bruit Gaussien, les détecteurs conventionnels, construits sur l'hypothèse Gaussienne, permettent alors une détection optimale.

Le problème de détection de cible dans un système est un problème statistique par nature du fait que des fluctuations aléatoires dues au bruit à la sortie du récepteur corrompent le signal de cible et influencent la performance du détecteur. La détection d'une cible au récepteur se réfère alors à la décision faite par le détecteur radar quant à la présence ou à l'absence du signal utile en présence du bruit additif [15].

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, ce chapitre présente une étude détaillé de ce processus.

II.2 Théorie de la détection radar

Le problème de la détection serait trivial en l'absence d'échos parasites de bruit ou de fouillis. En effet, dans ce cas-là, le simple fait d'observer un signal indiquerait la présence d'une cible. Malheureusement, il est impossible de s'affranchir du fouillis et le problème est d'autant plus ardu que les échos de cible sont généralement de très faible puissance, tout particulièrement dans le cas de petites cibles.

En raison de la nature aléatoire du bruit et du fouillis, la détection radar s'inscrit dans le cadre de la théorie statistique de la décision. On parle ici plus particulièrement de détection dans la mesure où le nombre de décisions possible est réduit à deux [16].

II.2.1 Test d'hypothèses binaire

À partir du modèle statistique de l'observation, on cherche à prendre une décision entre deux hypothèses :

- l'hypothèse nulle H_0 : aucune cible n'est présente ;
- l'hypothèse alternative H_1 : une cible est présente.

La valeur du paramètre θ de la distribution du vecteur aléatoire observé change en fonction de l'hypothèse vérifiée, de sorte que si θ est connu, on sait aussi quelle hypothèse est vérifiée.

Il est donc possible de partitionner l'espace des paramètres Θ sous la forme $\Theta = \Theta_0 \cup \Theta_1$ où Θ_0 et Θ_1 sont non vides et disjoints, de telle sorte que l'hypothèse nulle corresponde à $\theta \in \Theta_0$ et l'hypothèse alternative à $\theta \in \Theta_1$. Le problème se présente alors sous la forme du test d'hypothèses binaire : $\begin{cases} \boldsymbol{H_0 : \theta \in \Theta_0} \\ \boldsymbol{H_1 : \theta \in \Theta_1} \end{cases}$ (II.1)

Quatre cas de figure peuvent se présenter lors de la décision entre les deux hypothèses H_0 et H_1, suivant la décision qui est prise et l'hypothèse qui est vraiment vérifiée :

- l'hypothèse H_0 est acceptée et elle est vraie ;
- l'hypothèse H_0 est rejetée et elle est fausse : détection ;
- l'hypothèse H_0 est acceptée alors qu'elle est fausse : manque ou erreur de seconde espèce
- l'hypothèse H_0 est rejetée alors qu'elle est vraie : fausse alarme ou erreur de première espèce.

Dans les deux premiers cas, la bonne décision est prise, alors que dans les deux derniers, une erreur est commise. Les dénominations « erreur de première espèce » et « erreur de deuxième espèce » sont employées par les statisticiens là où les radaristes parlent plutôt de « fausse alarme » et de « manque ». Le tableau II.1 résume la terminologie employée par les radaristes.

Tableau II.1 : Terminologie de la détection radar.

H_0 / Décision	Vraie	Fausse
Acceptée	Non-détection	Manque
Rejetée	Fausse alarme	Détection

La probabilité, pour un $\theta \in \Theta_1$donné (c'est-à-dire pour H_1 vérifiée), de rejeter H_0 est appelée puissance par les statisticiens et probabilité de détection par les radaristes. La probabilité, pour

un $\theta \in \Theta_0$ donné (c'est-à-dire pour H_0 vérifiée), de rejeter H_0 est appelée probabilité de fausse alarme. Les différences de terminologie entre radaristes et statisticiens sont récapitulées dans le tableau II.2.

Tableau II.2 : Équivalence entre les terminologies usitées en radar et en statistiques.

Statistique	Radar
Test	Détecteur
Erreur de première espèce	Fausse alarme
Erreur de seconde espèce	Manque
Puissance	Probabilité de détection

Donc en détection radar, un des problèmes fondamentaux consiste à détecter, pour une case d'analyse fixée, dans un vecteur d'observation y de dimension m, un signal complexe s connu, caractérisant une cible, corrompu par un bruit de fouillis c additif. Ce problème se formalise généralement par un test d'hypothèses binaires :

$$\begin{cases} \boldsymbol{H_0: y = c} & \boldsymbol{y_i = c_i \;\; i = 1, \dots, N} \\ \boldsymbol{H_1: y = s + c} & \boldsymbol{y_i = c_i \;\; i = 1, \dots, N} \end{cases} \qquad \text{(II.2)}$$

Où les y_i sont des vecteurs d'observations supposés indépendants, au sens probabiliste du terme, de y et sont appelés "données secondaires" par les radaristes. Ils sont supposés contenir uniquement le bruit de fouillis additif et permettent d'estimer les paramètres inconnus du fouillis.

Sous l'hypothèse H_0, le signal complexe y reçu par le radar est supposé ne contenir que les échos (bruit du fouillis) indésirables et néfastes à une bonne détection, provenant des réflexions sur les différents éléments de l'environnement, ainsi que le bruit thermique. Ces parasites sont supposés admettre une certaine densité de probabilité ou PDF (Probability Density Function), notée :

$$\boldsymbol{P_y(y \;\; / H_0) = P_C(c \;\; / H_0)} \qquad \text{(II.3)}$$

Sous l'hypothèse H_1, le signal reçu y est supposé contenir le signal s provenant des échos de la cible mais noyé parmi les mêmes échos parasites que sous H_0. Sa densité de probabilité est alors notée $P_y(y \;\; / H_1)$.

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_1est vraie. Dans ce cas, on parle de non-détection, avec la probabilité :

$$\boldsymbol{P_{nd} = P(\ H_0\ \ /\ H_1) = 1 - P(H_1\ \ /\ H_1) = 1 - P_d} \qquad \text{(II.4)}$$

Où P_d représente la probabilité de détection.

- Décider H_1 alors que H_0 est vraie. Dans ce cas, on parle de fausse alarme, avec la probabilité :

$$\boldsymbol{P_{fa} = P(\ H_1\ \ /\ H_0)} \qquad \text{(II.5)}$$

Dans la pratique, il est très difficile de s'affranchir totalement de ces erreurs, à moins de connaître parfaitement la statistique de l'environnement du radar ainsi que la nature de la cible à détecter [17].

II.3 Critères de décision

La procédure de décision s'appuie sur un test ou encore détecteur. Un test est une variable aléatoire $\varphi(Z)$ à valeurs dans {0,1}. La règle de décision associée consiste à accepter H_0 si $\varphi(z) = 0$ et à la rejeter sinon. Il existe également des tests à valeurs dans [0,1] : on parle dans ce cas-là de tests randomisés, par opposition aux tests non randomisés, qui sont à valeurs dans {0, 1}. La règle de décision associée à un test randomisé consiste, si φ(z) = δ, à effectuer un tirage dans {0,1} selon une loi de Bernoulli de paramètre δ indépendamment de l'observation et à accepter H_0 si le résultat du tirage est 0, à la rejeter sinon.

La notion de test randomisé n'intervient qu'au niveau de certains résultats d'optimalité et n'est pas vraiment indispensable en pratique, si bien que par la suite tous les tests considérés seront des tests non randomisés. Un test non randomisé consiste en fait à définir une région critique $R_1 \subset R$ sur l'espace d'observation R, et à rejeter l'hypothèse nulle si l'observation est dans la région critique, à l'accepter sinon. Ainsi un test φ est défini à partir de sa région critique R_1 par :

$$\boldsymbol{\phi}: \begin{cases} \boldsymbol{R} & \rightarrow & \{\boldsymbol{0}, \boldsymbol{1}\} \\ \boldsymbol{z} & \mapsto & \begin{cases} \boldsymbol{0\ si\ z \notin R_1} \\ \boldsymbol{1 \quad sinon} \end{cases} \end{cases} \qquad \text{(II.6)}$$

z: Vecteur d'observation.

Pour une région critique R_1 donnée, le test associé n'est ainsi rien d'autre que la fonction indicatrice I_{R_1} de R_1. La région critique est alors définie comme l'image réciproque $\varphi^{-1}(\{1\})$.

La définition d'un test à partir de sa région critique donnée par (II.6) peut être abrégée sous la forme :

$$z \underset{H_0}{\overset{H_1}{\in \atop \notin}} R_1 \qquad (II.7)$$

Qui est en fait une formulation condensée de la règle de décision.

Dans les systèmes radars la décision est une application de l'espace des observations dans l'ensemble des hypothèses possibles. On désigne cette application par règle de décision. Elle détermine, dans l'espace des observations, une partition en sous-ensembles disjoints, chaque sous-ensemble correspondant aux observations qui sont associées à une même hypothèse.

Règle de décision est équivalente à la partition de l'espace d'observations en régions R_i associées aux différentes hypothèses : $R_i \leftrightarrow H_i$.

Comme les hypothèses sont alternatives, c'est-à-dire, l'occurrence simultanée de deux hypothèses différentes est impossible, les sous-ensembles R_i sont disjoints :

$$\boldsymbol{R_i \cap R_j = \phi, i \neq j} \qquad (II.8)$$

La règle de décision est facilement décrite en fonction des régions R_i:$y \in R_i \Rightarrow H_i$ .Ou y représente les observations [18].

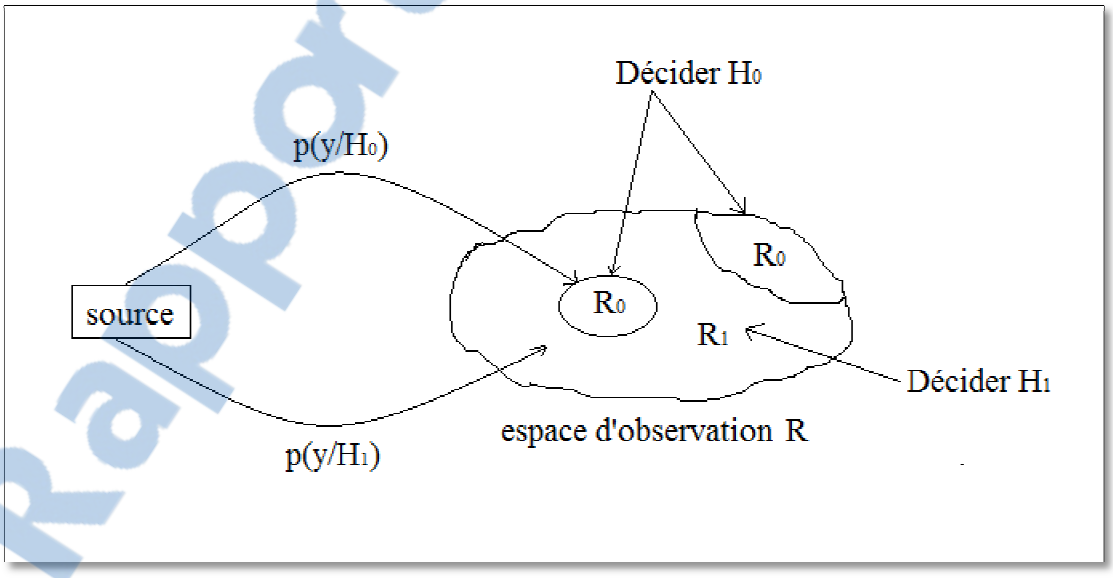

Figure II.1 : Les régions de décision.

Idéalement, on cherche un test qui maximise la probabilité de détection (ce qui revient à minimiser la probabilité de manque) pour tout $\theta \in \Theta_1$tout en minimisant la probabilité de fausse alarme pour tout $\theta \in \Theta_0$. Toutefois, il est impossible de minimiser les probabilités des

deux types d'erreur simultanément. Par conséquent, la décision sur l'hypothèse nulle (acceptation ou rejet) doit s'appuyer sur un autre critère de probabilités d'erreur, choisi en fonction du contexte. Les trois critères les plus répandus dans la théorie statistique de la décision sont :

- critères de détection bayésienne.
- Critère du minimax.
- Critère de Neyman-Pearson.

II.3.1 Critère de Bayes

Le critère de décision le plus populaire particulièrement pour l'analyse théorique de la détection statistique est celui basé sur la probabilité inverse. C'est le critère de décision optimale produisant une moyenne de risque minimale, lorsque la décision de détection de cible est faite dans les conditions d'une connaissance a priori de la probabilité de présence du signal [8]. Donc la première supposition pour le critère de Bayes est la considération des probabilités a priori, $\mathrm{P}(\mathrm{H}_0)$ et $\mathrm{P}(\mathrm{H}_1)$ qui représentent les probabilités d'occurrences de l'hypothèse H_0 et H_1 respectivement, telle que :

$$P(H_0) + P(H_1) = 1 \qquad \text{(II.9)}$$

La deuxième hypothèse est l'assignement de coût à chaque décision possible. Le coût est dû au fait que les conséquences diffèrent d'une décision à l'autre. Dans les problèmes de détection radar, les conséquences d'une perte de détection ne sont pas les mêmes que les conséquences d'une fausse alarme. On peut définir C_{ij} , $i, j = 0,1$, comme étant le coût associé à la décision $\mathrm{R_i}$, en supposant que l'hypothèse $\mathrm{H_j}$ est vraie ($\mathrm{R_i}/\mathrm{H_j}$). C'est à dire, on associe, à chaque comportement possible du système de décision, un coût équivalent à une pénalisation ou une récompense [4].

$$\mathrm{C_{ij}} = \text{coût de décider } \mathrm{H_i} \text{ quand } \mathrm{H_j} \text{ est vraie.}$$

Les tests de Bayes consistent à déterminer les régions de décision R_1 et R_0 de façon à minimiser la valeur moyenne du coût. La fonction de bayes, appelé aussi fonction risque, est donnée par :

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\mathbf{Bayes}} = \sum_{\mathbf{i=0}}^{\mathbf{1}} \sum_{\mathbf{j=0}}^{\mathbf{1}} \mathbf{C_{ij}}\ \mathbf{P_r}\left(\mathbf{H_i} \,/\, \mathbf{H_j} \right) \qquad \text{(II.10)}$$

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\mathbf{Bayes}} = \mathbf{C_{00}}\ \mathbf{P_r}(\ \mathbf{H_0} \,/\, \mathbf{H_0}\ ) + \mathbf{C_{10}}\ \mathbf{P_r}(\ \mathbf{H_1} \,/\mathbf{H_0}\ ) + \mathbf{C_{01}}\ \mathbf{P_r}(\ \mathbf{H_0} \,/\, \mathbf{H_1}\ ) + \mathbf{C_{11}}\ \mathbf{P_r}(\ \mathbf{H_1} \,/\, \mathbf{H_1}\ )$$

Chaque probabilité conjointe qui figure dans cette expression peut être écrite comme :

$$\mathbf{P_r(\ H_i\ /H_j\ ) = P_r(\ y\ /H_j\ ).P_j = P_r\ \{y \in R_i/\ H_j\}\ .P_j = P_j \int_{R_i}^{f} P_r(\ y\ /H_j\ )\ dy} \qquad \text{(II.11)}$$

Où l'on a exprimé la probabilité de décider H_i quand H_j est vraie comme la probabilité pour que les observations appartiennent à la région R_i. Dans le cas de tests binaires, les deux régions de décision sont complémentaires (l'intégrale d'une densité sur le domaine tout entier étant égale à 1,), $R_i = \overline{R}_j$ et on peut donc écrire :

$$\mathbf{\int_{R_i}^{f} P(y)\ dy = 1 - \int_{R_i}^{f} P(y)\ dr \quad j \neq i; i, j = 0, 1} \qquad \text{(II.12)}$$

Avec ce résultat, on peut exprimer le coût de Bayes E(c) en fonction d'une seule région :

$$\mathbf{\mathcal{R}_{Bayes} = [C_{11}\ \ P_1 + C_{10}\ \ P_0\ ] + \int_{R_i}^{f} [P_1(\ C_{01} - C_{11})P(\ y/H_1\ ) - P_0(C_{10} - C_{00})P(\ y/H_0\ )]dy} \qquad \text{(II.13)}$$

II.3.2 Critère de Neyman-Pearson

En pratique, il est souvent difficile d'attribuer des coûts réalistes et des probabilités a priori. Pour contourner cette difficulté, on peut utiliser une autre stratégie à partir de probabilités P_{fa} et P_d. En effet, on peut chercher le test qui produit la probabilité de fausse alarme P_F , aussi petite que possible et la probabilité de détection, P_d aussi grande que possible. Fixons $P_{fa} \leq \alpha$ et cherchons un test qui maximise P_d (ou minimise$P_m = 1 - P_d$). Pour cela, on construit la fonction de coût F

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{P_M + \lambda[P_{fa} - \alpha]} \\ &= \int_{R_0} \mathbf{P(\ y/H_1\ )dr + \lambda\ [\int_{R \setminus R_0} P(\ y/H_0\ )dr - \alpha]} \\ &= \mathbf{\lambda(1 - \alpha) + \int_{R_0} [P(\ y/H_1\ ) - \lambda P(\ y/H_0\ )]dr} \end{aligned} \qquad \text{(II.14)}$$

Où λ est un multiplieur de Lagrange. Dans la dernière équation, on remarque que le premier terme de droite est un coût fixe. Pour minimiser F, il faut donc choisir $y \in R_0$ si l'intégrant de $P(\ y/H_1\ ) - \lambda P(\ y/H_0\ )$ est négatif, c'est-à-dire si :

$$\frac{\boldsymbol{P(\ y/H_1\ )}}{\boldsymbol{P(\ y/H_0\ )}} < \lambda \qquad \text{(II.15)}$$

On obtient donc le test :

Si $\mathbf{\Lambda(y) < \lambda}$, alors on choisit H_0, (II.16)

Où le seuil λ est calculé par l'équation :

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$\mathbf{P_{fa} = P_r(\Lambda(y) > \lambda/H_0) = \int_{\lambda}^{+\infty} P_{\Lambda}(u/H_0)\, du = \alpha} \qquad \text{(II.17)}$$

Dans cette équation intégrale, l'inconnue λ est une borne de l'intégrale. Puisque la variable aléatoire Λ(y) ne prend que des valeurs positives (c'est le rapport de deux densités), le seuil λ doit aussi être positif. Faire décroître λ revient à augmenter la région R_1 où l'on décide H_1: la probabilité de fausse alarme P_{fa} ainsi que la probabilité de détection P_d augmentent si λ diminue. La résolution de cette équation (II.17) est en général impossible analytiquement. Si P_{fa} est une fonction continue de λ, le test de Neyman-Pearson, comme le montre l'expression (II.15), est un test du rapport de vraisemblance [19].

II.3.3 Courbes de risque

Les courbes de risque sont les courbes $\mathcal{R}_{\text{Bayes}}(P_1)$ fonction de P_1. Si les coûts et les probabilités a priori sont connus, on connait η et on peut en déduire le test optimal de Bayes, en calculant les valeurs exactes de P_{fa} et de P_m. Si les probabilités a priori sont inconnues, le seuil η n'est pas connu avec exactitude et les valeurs de P_{fa} et P_m ne sont pas les valeurs optimales.

Supposons $P_1 = P_1^*$, et notons $P_{fa}^* = P_{fa}(P_1^*)$ et $P_m^* = P_m\ (P_1^*)$ les probabilités de fausse alarme et d'oubli calculées pour P_1^* . On notera $\mathcal{R}(P_1^*, P_1)$ le risque de calculé avec les probabilités P_{fa}^* et P_m^* :

$$\boldsymbol{\mathcal{R}(P_1^*, P_1) = C_{00}(1 - P_{fa}^*) + C_{10}P_{fa}^* + P_1[(C_{11} - C_{00}) + (C_{01} - C_{11})P_m^* - (C_{10} - C_{00})P_{fa}^*} \qquad \text{(II.18)}$$

On remarque que ce risque est une fonction affine de P_1. Ce risque $\mathcal{R}(P_1^*, P_1)$ ne coïncide avec le risque optimal de Bayes que pour $P_1 = P_1^*$. $\mathcal{R}(P_1^*, P_1)$ Est tangent au risque de Bayes $\mathcal{R}_{\text{Bayes}}(P_1)$ en $P_1 = P_1^*$:

$$\boldsymbol{\mathcal{R}(P_1^*, P_1) \geq \mathcal{R}_{\text{Bayes}}(P_1)} \qquad \text{(II.19)}$$

Pour mieux caractériser les courbes de risque de Bayes, on peut calculer quelques valeurs particulières, par exemple pour $P_1 = 0$ et $P_1 = 1$. Pour cela, calculons P_m et P_{fa} pour ces valeurs de P_1. Si $P_1 = 0$, on sait que le symbole 1 n'est jamais émis. Par conséquent, on ne décidera jamais H_1, et :

$$\boldsymbol{P_{fa}(0) = Pr(décider\ H_1/H_0\ vraie) = 0} \qquad \text{(II.20)}$$

$$\boldsymbol{P_m(0) = Pr(décider H_0/H_1 vraie) = 0} \qquad \text{(II.21)}$$

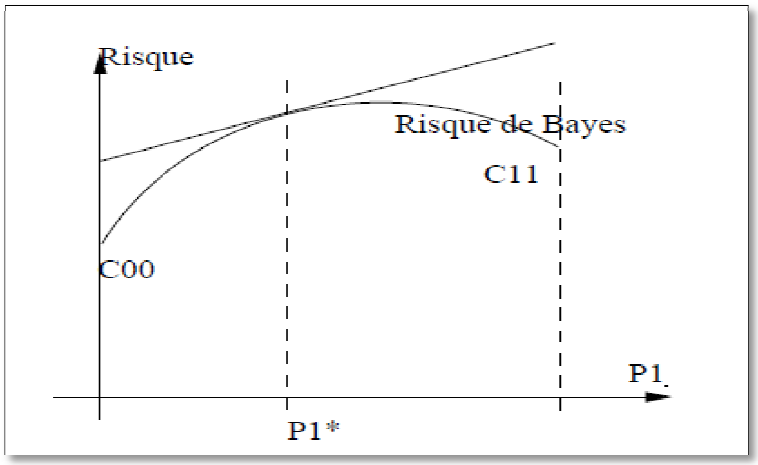

Figure II.2: Risque de Bayes et risque P_1^* à fixé.

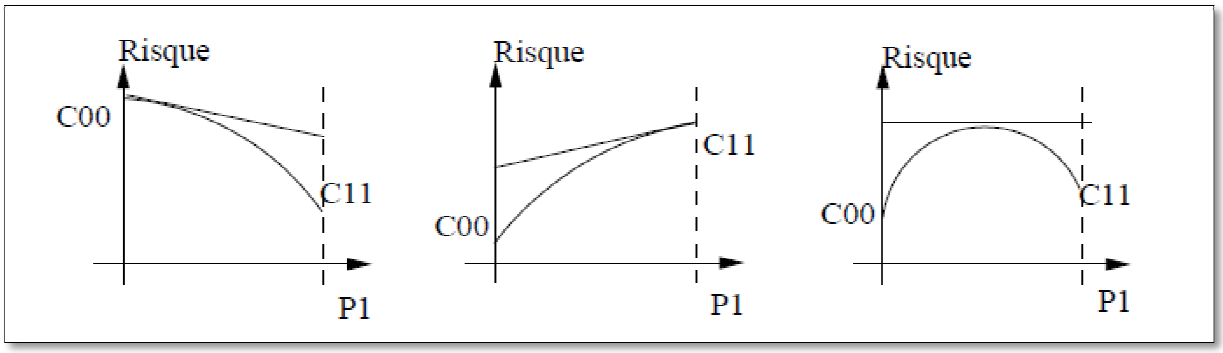

Figure II.3: Exemples de courbes de risques.

Le risque de Bayes devient alors :

$$\mathcal{R}(0) = C_{00}\left(1 - P_{fa}(0)\right) + C_{10}P_{fa}(0) = C_{00} \qquad \text{(II.22)}$$

Si $P_1 = 1$, on sait que le symbole 1 est toujours émis (H_0 n'est jamais vraie). Par conséquent, on décide toujours H_1, et :

$$P_{fa}(1) = Pr(décider\ H_1/H_0\ vraie) = 0 \qquad \text{(II.23)}$$

$$P_m(1) = Pr(décider\ H_0/H_1\ vraie) = 0 \qquad \text{(II.24)}$$

Le risque de Bayes devient alors :

$$R(1) = C_{00}\left(1 - P_{fa}(1)\right) + C_{10}P_{fa}(1) + P_1[(C_{11} - C_{00}) + (C_{01} - C_{11})P_m(1) - (C_{10} - C_{00})P_{fa}(1) \qquad \text{(II.25)}$$

Les courbes de risque ont les allures typiques données sur la figure II.3.

II.3.4 Critère MINIMAX

Dans le cas où les probabilités a priori sont inconnues, on pourrait minimiser le risque calculé pour une valeur fixée P_1^* de P_1. Mais, en regardant les différentes courbes de risques (Figure II.3), on remarque que cette stratégie est risquée. En effet, pour certaines valeurs de P_1, le critère minimisé serait très différent du risque de Bayes [20].

Pour éviter cette situation, dans le cas où la courbe de risque présente un maximum pour $0 < P_1 < 1$, une stratégie consiste à minimiser le risque maximum. Soit P_1^* la valeur où le risque est maximal, la droite $\mathcal{R}_{\text{Bayes}}(P_1^*, P_1)$ est donc tangente au maximum de la courbe de risque $\mathcal{R}_{\text{Bayes}}(P_1)$, Elle est caractérisée par sa pente nulle, c'est-à-dire par la relation :

$$(\mathbf{C_{11}} - \mathbf{C_{00}}) + (\mathbf{C_{01}} - \mathbf{C_{11}})\mathbf{P_m} - (\mathbf{C_{10}} - \mathbf{C_{00}})\mathbf{P_{fa}} = \mathbf{0} \qquad \text{(II.26)}$$

Ce test qui minimise le risque maximal s'appelle test MINIMAX. Il est caractérisé par l'équation (II.25) et le risque vaut :

$$\boldsymbol{R_{Minimax}} = \boldsymbol{C_{00}}(\mathbf{1} - \boldsymbol{P_{fa}}) + \boldsymbol{C_{10}}\boldsymbol{P_{fa}} \qquad \text{(II.27)}$$

Dans le cas fréquent où l'on choisit $C_{00} = C_{11} = 0$, le test MINIMAX est caractérisé par l'équation :

$$\boldsymbol{C_{01}}\boldsymbol{P_M} - \boldsymbol{C_{10}}\boldsymbol{P_{fa}} = \mathbf{0} \qquad \text{(II.28)}$$

et le risque vaut :

$$\boldsymbol{\mathcal{R}}_{\mathbf{Minimax}} = \mathbf{C_{10}}\mathbf{P_{fa}} \qquad \text{(II.29)}$$

II.4 Détection en présence du bruit

Considérant un récepteur radar qui utilise un détecteur d'enveloppe suivi d'une décision de seuil tel qu'il est montré sur la figure II.4. Ce qui consiste en une antenne, suivie par un amplificateur large bande et un mélangeur qui fait la conversion du signal en une fréquence intermédiaire (IF) où il est amplifié et filtré, suivie par le détecteur d'enveloppe et ensuite par un filtre passe-bas. Le détecteur d'enveloppe a pour rôle de reproduire l'amplitude de l'enveloppe de la porteuse et alors, extrait la modulation et rejette la porteuse. Dans ce cas l'information phase est détruite et un traitement ultérieur est basé sur l'amplitude d'enveloppe.

Le signal à l'entrée du récepteur est composé du signal d'écho radar $s(t)$ et d'un bruit additif $n(t)$ qui est spatialement non cohérent et non corrélé avec le signal. Comme le bruit à l'entrée du filtre IF est de nature thermique, il est supposé Gaussien à moyenne nulle et une variance σ_n^2 avec une densité de probabilité :

$$\boldsymbol{P(V)} = \frac{\mathbf{1}}{\sqrt{\mathbf{2}\boldsymbol{\pi}\boldsymbol{\sigma_b}}}\boldsymbol{exp}\frac{-\boldsymbol{V}^{\mathbf{2}}}{\mathbf{2}\boldsymbol{\sigma_b}} \qquad \text{(II.30)}$$

Avec $\sigma_b^2 = \sigma_b$, la variance de la tension de bruit n(t).

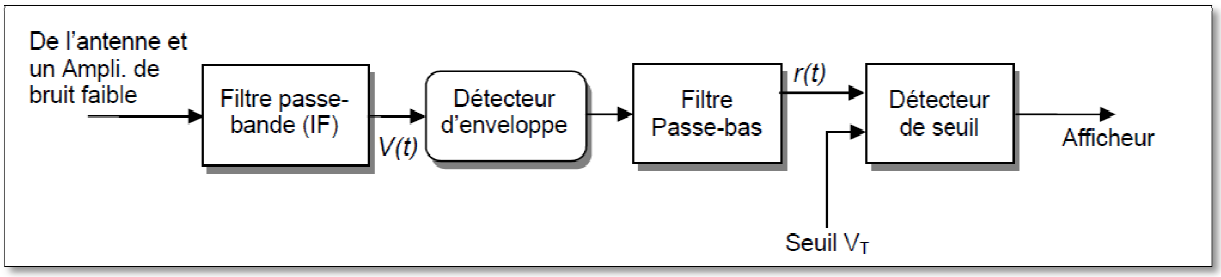

Figure II.4: Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil.

Si ce bruit passe à travers le filtre à bande étroite, alors la Pdf de l'amplitude de l'enveloppe serait :

$$\boldsymbol{P(r) = \frac{r}{\sigma_b} exp \frac{-r^2}{2\sigma_b}} \qquad \text{(II.31)}$$

Cette formule a la forme d'une fonction densité de probabilité Rayleigh.

Une cible est détectée, lorsque r(t) excède la valeur du seuil V_T, d'où les hypothèses de décision :

$\mathbf{S(t) + n(t) \succ V_T}$ Détection

$\mathbf{n(t) \succ V_T}$ Fausse alarme

La performance du circuit de seuil peut alors être décrite suivant deux probabilités : La probabilité de fausse alarme P_{fa} et la probabilité de détection P_d [21].

II.5 Probabilités de détection et Probabilité de fausse alarme

Le principe de détection d'un système radar est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle due à un signal utile. Ce seuil peut être fixé manuellement ou déterminé par un circuit de traitement de signaux radar. Tout signal dont l'amplitude est supérieure à celle du seuil est considéré dû à la cible sinon on suppose qu'on est en présence de bruit (voir figure II.5). Ce type de décision n'est cependant pas toujours justifié [22].

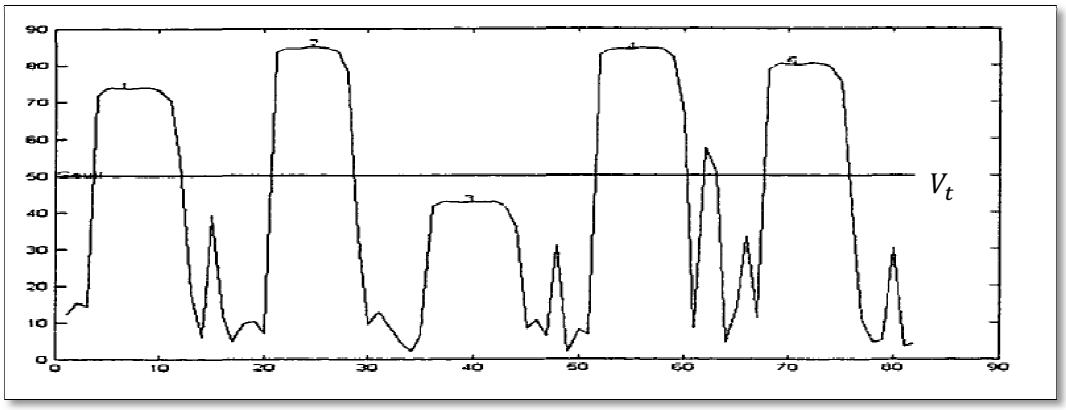

Figure II. 5 : Processus de détection.

En effet, le dépassement du seuil peut être effectivement dû au signal mais il peut aussi être causé par une grande augmentation accidentelle de l'amplitude du bruit. On fait alors une mauvaise détection en déclarant la cible présente. Déclarer qu'une cible est présente quand le dépassement du seuil est dû effectivement à la cible est appelé détection valide. Lorsque ce dépassement est dû uniquement au bruit, on parle de fausse alarme.

Il est possible que le signal de la cible soit présent mais que son amplitude ne dépassant pas la tension seuil, il ne soit pas détecté. Cette condition est appelée détection de cible manquée. On quantifie ces trois types d'événements à l'aide de densités de probabilité du bruit et du signal de cible. Les probabilités associées sont P_{fa} la probabilité de fausse alarme, P_d celle de détection valide et P_m ($P_m = 1 - P_d$) celle de détection manquée. Nous verrons plus tard que P_{fa}, P_d et $P_m$sont liées au rapport signal-à-bruit à l'entrée du détecteur et du seuil de détection.

Considérons 1'entrée du détecteur de la figure II.6 représentant six périodes de transmission d'impulsions. On constate que l'enveloppe à une apparence fluctuante due à la nature aléatoire du bruit. Soient V_{T1}, V_{T2} et V_{T3} trois seuils de détection choisis tel que V_{T1} et V_{T2} sont respectivement proches des amplitudes maximale et moyenne des impulsions, et V_{T3} de la moyenne du bruit. On remarque que V_{T3} détecte toutes les impulsions mais détecte aussi des pics dus au bruit**.**

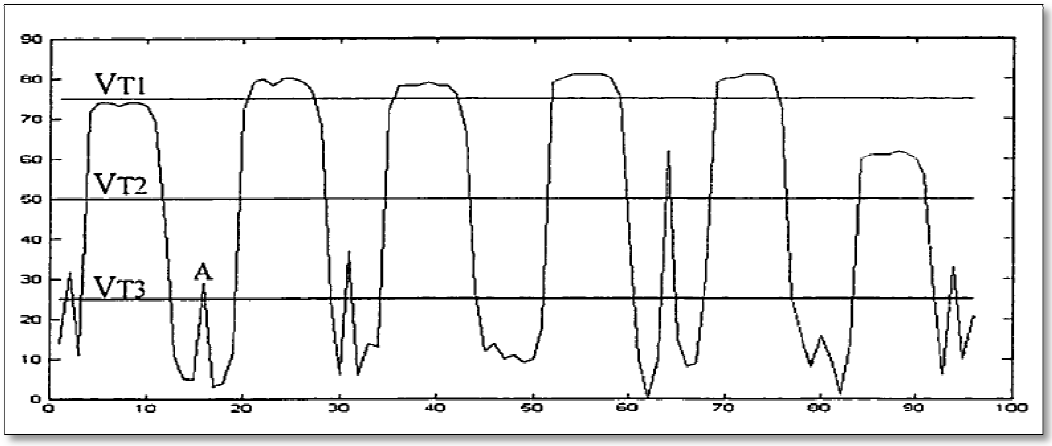

Figure II.6: Influence du seuil de détection.

V_{T2} Permet de détecter le maximum d'impulsions avec un taux réduit de fausses alarmes. Un seuil d'ordre V_{T1} par contre permet seulement de détecter des impulsions de grande amplitude. Certes le nombre de fausses alarmes est presque inexistant mais des impulsions d'amplitudes moyennes ne sont pas détectées. On conclut que plus le seuil de détection est faible, plus la P_{fa} et la P_d sont grandes. Pour réduire P_{fa} et garder $P_d$relativement grand, il faut fixer un seuil supérieur à la moyenne du bruit. Cependant, un seuil trop élevé même s'il réduit la P_{fa} peut

aussi réduire P_d et augmenter P_m. Ces différentes relations entre P_{fa}, P_d et P_m, le bruit et le seuil peuvent être démontrées mathématiquement comme suite.

La probabilité que la valeur de seuil V_T est dépassée lorsqu'aucun signal n'est présent est la probabilité de fausse alarme. Pour un bruit gaussien passé à travers un filtre à bande étroite, l'enveloppe de bruit a une distribution de Rayleigh, et dans ce cas on peut écrire [5] :

$$\boldsymbol{P_{fa} = P_r\{bruit\ seul} > seuil\ \boldsymbol{V_T}\} = \int_{V_T}^{\infty} \boldsymbol{P(r)dr} = \int_{V_T}^{\infty} \frac{\boldsymbol{r}}{\boldsymbol{\sigma_b}} \boldsymbol{exp} \frac{\boldsymbol{-r^2}}{\boldsymbol{2\sigma_b}} \boldsymbol{dr} = \boldsymbol{exp} \frac{\boldsymbol{-V_T{}^2}}{\boldsymbol{2\sigma_b}} \quad \text{(II.32)}$$

Ou encore :

$$\boldsymbol{V_T} = \sqrt{\boldsymbol{2\sigma_b ln} \frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{P_{fa}}}} \quad \text{(II.33)}$$

Le temps de fausse alarme T_{fa} est liée à la probabilité de fausse alarme par :

$$\boldsymbol{T_{fa}} = \frac{\boldsymbol{t_{int}}}{\boldsymbol{P_{fa}}} \quad \text{(II.34)}$$

Où t_{int} représente le temps d'intégration du radar, ou le temps moyen que la sortie du détecteur d'enveloppe va passer la tension de seuil. Etant donné que la largeur de bande B de fonctionnement du radar est l'inverse de t_{int} , puis en substituant l'équation. (II.34) dans l'équation. (II.33), nous pouvons écrire :

$$\boldsymbol{T_{fa}} = \frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{B}} \boldsymbol{exp}\left(\frac{\boldsymbol{V_T^2}}{\boldsymbol{2\sigma_b}}\right) \quad \text{(II.35)}$$

Figue II.7 montre un graphique du seuil normalisé par rapport à la probabilité de fausse alarme. Il ressort de cette figure que P_{fa} est très sensible à de petites variations de la valeur de seuil.

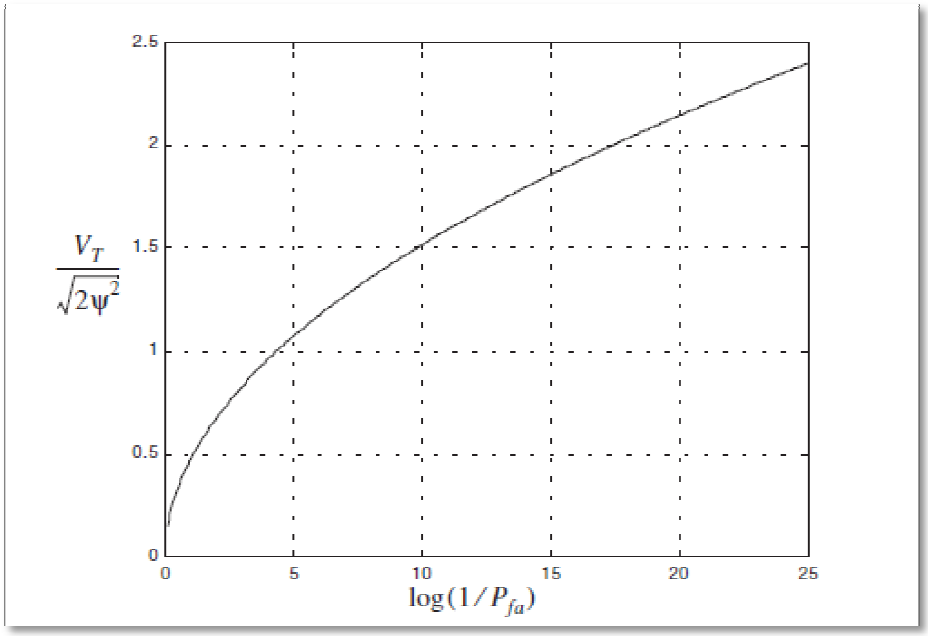

Figure II.7 : Seuil de détection normalisée en fonction probabilité de fausse alarme.

Minimiser T_{fa} signifier une augmentation de la valeur de seuil et par conséquent la plage de détection maximale du radar est réduite. Par conséquent, le choix d'une valeur acceptable pour T_{fa} est un compromis en fonction du mode de fonctionnement du radar.

La cible non fluctuante renvoie des signaux déterministes d'amplitude A (SER constante). On peut montrer alors que l'enveloppe du signal bruité suit alors une distribution de Rice :

$$\boldsymbol{P_{s+n}(r) = \frac{r}{\sigma_b} exp \frac{-(r+A)^2}{2\sigma_b} I_0 \left(\frac{rA}{\sigma_b}\right)} \quad \text{(II.36)}$$

$P_{s+n}(r)$ Est la densité de probabilité du signal plus bruit et A l'amplitude de ce signal. I_0 Est la fonction de Bessel d'ordre zéro.

La probabilité de détection s'écrit [23] :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{P_d} &= \boldsymbol{P_r\{signal + bruit} > seuil\, \boldsymbol{V_T}\} \\ &= \int_{V_T}^{\infty} \boldsymbol{P_{s+n}(r) dr} \\ &= \int_{V_T}^{\infty} \boldsymbol{\frac{r}{\sigma_b} exp \frac{-r^2+A^2}{2\sigma_b} I_0 \left(\frac{rA}{\sigma_b}\right) dr} \end{aligned} \quad \text{(II.37)}$$

La probabilité de non-détection est donnée par :

$$\boldsymbol{P_m = 1 - P_d} \quad \text{(II.38)}$$

Sur la courbe de la figure II.8 représentant la distribution de Rice, la probabilité de détection étant représentée par 1'aire en dessous de la courbe située à droite de V_T, on conclut queP_d augmente avec SNR.

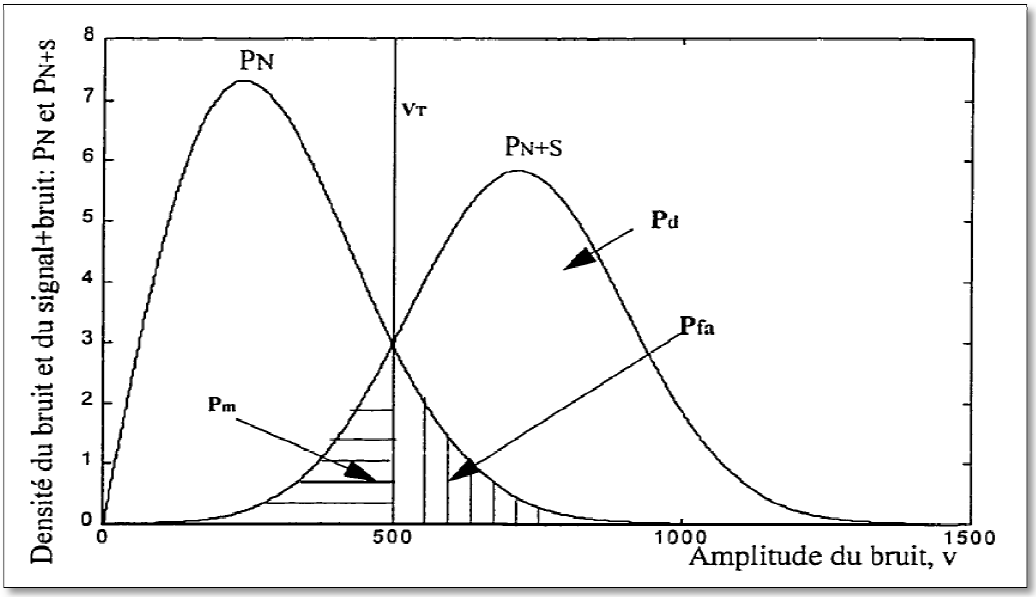

Figure II.8 : Distribution de Rice du signal-plus-bruit reliant V_T,P_d P_{fa} et P_m.

On voit sur cette figure que P_d. Pm et P_{fa} sont liés au seuil Plus le seuil est grand, plus P_d et P_{fa} diminuent. L'établissement du seuil correspond donc à fixer un taux de fausses alarmes.

Ces résultats démontrés mathématiquement sont résumés par les courbes de la figure II.9. Ces courbes représentent la probabilité de détection par rapport à SNR pour une probabilité de fausse alarme donnée.

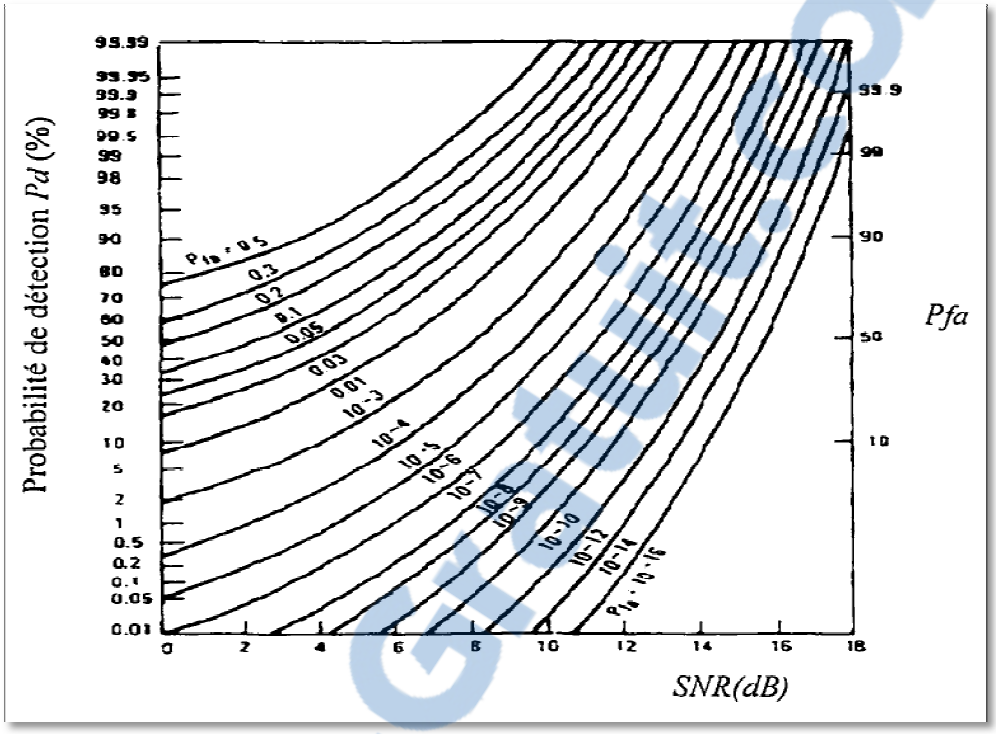

Figure II.9 : Courbes de P_d en fonction de SNR pour un P_{fa} donné [15].

On conclut que pour un seuil de détection fixé P_{fa}, plus le SNR est grand (plus la probabilité de détection est grande). De même, pour un SNR donné, plus la probabilité de fausse alarme est petite (plus le seuil est grand), plus la probabilité de détection est faible. D'après le critère de Neymann-Pearson, la probabilité de détection de la cible est optimisée sous réserve que la probabilité de fausse alarme est maintenue en dessous d'un niveau maximal.

II.6 Techniques de détection dans un système radar

Dans un système radar, il peut être recommandé d'intégrer un nombre d'impulsions avant d'effectuer une détection par seuil pour améliorer la capacité de détection. Les techniques de détection sans paramètres connus dans un système radar se divisent alors en deux grands groupes : la détection par intégration et la détection à impulsion unique.

II.6.1 Détection par intégration

La probabilité de détection d'une cible peut être augmentée en intégrant une série d'impulsions reçues. Cette intégration peut se faire de manière cohérente ou non cohérente. L'intégration cohérente appelée aussi intégration de pré-détection est fondée sur la

préservation de la phase et de l'amplitude du signal de retour de chaque impulsion. Par contre la détection non cohérente est effectuée après la détection et additionne essentiellement une fraction de chaque impulsion en moyenne ; la phase de chaque impulsion est perdue après le processus de détection. L'intégration non cohérente est aussi appelée intégration post-détection.

Considérons le cas d'une détection à intégration cohérente. Dans ce type d'intégration où la cohérence entre impulsions transmises est requise, les amplitudes A_i et les phases $\emptyset_i$ sont identiques. En supposant que la seule modification subite par le signal transmis est celle du bruit, les amplitudes et phases des impulsions reçues (sans bruit) sont les mêmes que celles transmises. Si n impulsions sont transmises pendant une période T et intégrées, le signal résultant a pour amplitude :

$$\boldsymbol{A_{Total} = \sum_{i=1}^{n} A_i = nA} \qquad \text{(II.39)}$$

et a pour puissance :

$$\boldsymbol{S_T = (A_T)^2 = (nA)^2 = n^2A^2 = n^2S} \qquad \text{(II.40)}$$

Avec S la puissance du signal de retour d'une impulsion.

D'autre part si N est la puissance du bruit associée à une impulsion, le bruit étant une variable aléatoire, les puissances du bruit dans les n impulsions s'additionnent pour donner une puissance totale de bruit : $N_T = nN$. Le rapport signal-à-bruit résultant est donné par :

$$\boldsymbol{SNR_T = \frac{S_T}{N_T} = \frac{(n^2S)}{(nN)} = n\left(\frac{S}{N}\right)} \qquad \text{(II.41)}$$

Puisque l'intégration cohérente permet une augmentation du rapport signal à bruit (SNR) d'un facteur n (nombre d'impulsions intégrées). L'efficacité de l'intégration peut être définie par :

$$\boldsymbol{E_i(n) = \frac{(S/N)_1}{n(S/N)_n}} \qquad \text{(II.42)}$$

Où, n est le nombre d'impulsions intégrées.

$(S/N)_1$: La valeur du rapport signal à bruit d'une seule impulsion($n = 1$) pour produire une probabilité de détection.

$(S/N)_n$: La valeur du rapport signal à bruit, par impulsion pour produire la même probabilité de détection lorsque n impulsions sont intégrées.

II.6.2 Détection à impulsion unique

Dans les radars à ondes continues, une seule impulsion de longue durée est émise à chaque période d'observation T de la cible. Pendant chaque période T, une détection simple par seuil (sans intégration) est effectuée. Tout pic de tension supérieur au seuil est considéré dû à un signal utile et déclare valide 1'impulsion. Dans une période T de détection, seule une impulsion est traitée et peut-être validée. On parle alors de détection à impulsion unique.

II.7 Détection des cibles fluctuantes

La détection des cibles à une surface équivalente constante (cible non fluctuante) était analysée la première fois par Marcum. Swerling a prolongé le travail de Marcum à quatre cas distincts qui expliquent des variations de la surface équivalente de cible (SER), Ces cas sont connues comme modèles de Swerling : Swerling I, SwerlingII, Swerling III, et Swerling IV. Le cas constant de SER analysé par Marcum est largement connu comme Swerling 0 ou d'une manière équivalente Swerling V. La fluctuation de cible abaisse la probabilité de la détection, ou d'une manière équivalente réduit le SNR [25].

II.7.1 Fonction de densité de probabilité

Les cibles de Swerling I ont une amplitude constante plus d'un balayage d'antenne. Cependant, une amplitude de cible de Swerling I change indépendamment d'un balayage a un autre selon une fonction de densité de probabilité de χ-carrée[1] avec deux degrés de liberté. L'amplitude de cible de Swerling II change indépendamment d'impulsion à impulsion selon une fonction de densité de probabilité χ-carrée avec deux degrés de liberté. La fluctuation des cibles Swerling III est semblable à Swerling I, excepté que dans ce cas-ci la puissance de la cible change indépendamment d''impulsion à impulsion selon une fonction de densité de probabilité de χ-carrée avec quatre degrés de liberté. La fluctuation des cibles de Swerling IV est d'impulsion à impulsion selon une fonction de densité de probabilité χ-carrée avec quatre degrés de liberté.

La fonction de densité de probabilité Pdf de χ-carrée avec les degrés de liberté 2K peut-être écrite comme suite [25] :

$$\boldsymbol{f(\sigma) = \frac{K}{(K-1)!\bar{\sigma}}\left(\frac{K\sigma}{\bar{\sigma}}\right)^{K-1} exp\left(\frac{-K\sigma}{\bar{\sigma}}\right)} \qquad \text{(II.43)}$$

[1] La loi du χ2 (prononcer « khi carré » ou « khi-deux ») est une loi à densité de probabilité. Cette loi est caractérisée par un paramètre dit degrés de liberté à valeur dans l'ensemble des entiers naturels.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Où :

σ: Est la surface équivalente de la cible SER.

$\bar{\sigma}$: Est la valeur moyenne de SER.

En utilisant l'équation précédente, le Pdf lié à Swerling I et Swerling II, des cibles peuvent être obtenues en remplaçant $\mathrm{K} = 1$, ce qui rapporte une fonction Pdf de Rayleigh. Plus avec précision :

$$\boldsymbol{f(\sigma) = \frac{1}{\sigma} exp\left(\frac{-\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \sigma \ \geq 0} \tag{II.44}$$

Le Pdf lié à Swerling III et Swerling IV des cibles peuvent être obtenues en remplaçant K par 2:

$$\boldsymbol{f(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} exp\left(\frac{-2\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \sigma \ \geq 0} \tag{II.45}$$

La probabilité de détection pour une cible fluctuante est calculée par l'équation $(\mathrm{II.37})$, excepté dans ce cas-ci la $f(r)$ est remplacé par le Pdf conditionnel $f(z/\sigma)$. Exécution de l'analyse pour le cas générale :

$$\boldsymbol{f(z/\sigma) = \left(\frac{2z}{n_p/\Psi^2}\right)^{(n_p-1)/2} exp(-z - \frac{1}{2} n_p \frac{\sigma^2}{\Psi^2}) I_{n_{p-1}}\left(\sqrt{2 n_p z \frac{\sigma^2}{\Psi^2}}\right)} \tag{II.46}$$

Pour obtenir $f(z)$ en utilisant les relations :

$$\boldsymbol{f(z,\sigma) = f\left(\frac{z}{\sigma}\right) f(\sigma)} \tag{II.47}$$

$$\boldsymbol{f(z) = \int f(z,\sigma) d\sigma} \tag{II.48}$$

Finalement en remplaçant par l'équation (II.47) dans (II.48), en obtient :

$$\boldsymbol{f(z) = \int f(z/\sigma) f(\sigma) d\sigma} \tag{II.49}$$

Où $\mathrm{f(z/\sigma)}$ est défini dans l'équation $(\mathrm{II.46})$ et $\mathrm{f(\sigma)}$ est dans l'un ou l'autre $(\mathrm{II.44})$ ou $(\mathrm{II.45})$. La probabilité de la détection est obtenue en intégrant le Pdf dérivé d'équation $(\mathrm{II.48})$ de la valeur seuil à l'infini. Effectuer l'intégration dans l'équation $(\mathrm{II.48})$ mène à la fonction Gamma incomplète.

II.7.2 Choix de seuil

Quand seulement une impulsion est employée, le seuil de détection V_T est lié à la probabilité de fausse alarme comme défini dans l'équation (II.32). DiFranco et Rubin [26] dérivé une forme générale reliant le seuil et le P_{fa} pour tout nombre d'impulsions quand l'intégration non cohérente est employée. Elle est :

$$\boldsymbol{P_{fa} = 1 - \Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right]} \qquad \text{(II.50)}$$

Où $\Gamma_I$est la fonction Gamma incomplète. Elle est donnée par :

$$\boldsymbol{\Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right] = \int_0^{\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}} \frac{e^{\gamma}\gamma^{n_p-1-1}}{(n_p-1-1)!} d\gamma} \qquad \text{(II.51)}$$

Pour nos buts, l'équation précédente peut être approximée par :

$$\boldsymbol{\Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right] = 1 - \frac{V_T^{n_p-1}e^{V_T}}{(n_p-1)!}\left[1 + \frac{n_p}{V_T} + \frac{(n_p-1)(n_p-2)}{{V_T}^2} + \cdots + \frac{(n_p-1)!}{{V_T}^{n_p-1}}\right]} \qquad \text{(II.52)}$$

La valeur de seuil V_T peut être approximée par la formule récursive utilisée dans la méthode de Newton-Raphson :

$$\boldsymbol{V_{T,m} = V_{T,m-1} - \frac{G(V_{T,m-1})}{G'(V_{T,m-1})} m = 1,} \qquad \text{(II.53)}$$

L'itération est terminée quand :$\left|V_{T,m} - V_{T,m-1}\right| < \frac{V_{T,m-1}}{10000}$. Les fonctions G et G′sont :

$$\mathbf{G(V_{T,m}) = (0.5)^{n_p/n_{fa}} - \Gamma_I(V_T, n_p)} \qquad \text{(II.54)}$$

$$\mathbf{G'^{(V_{T,m})} = -\frac{V_T^{n_p-1}e^{V_T}}{(n_p-1)!}} \qquad \text{(II.55)}$$

La valeur initiale pour la récurrence est :

$$\boldsymbol{V_{T,0} = n_p - \sqrt{n_p} + 2.3\sqrt{-logP_{fa}}\left(\sqrt{-logP_{fa}} + \sqrt{n_p} - 1\right)} \qquad \text{(II.56)}$$

II.7.3 Calcul la probabilité de détection

Marcum a défini la probabilité de fausse alarme pour le cas quand $n_p > 1$ par [27] :

$$\boldsymbol{P_{fa} = ln(2)\left(\frac{n_p}{n_{fa}}\right)} \qquad \text{(II.57)}$$

La probabilité de détection des cibles non fluctuantes pour une d'impulsion $n_p = 1$ est donnée par l'équation(II. 37). Quand $n_p > 1$, la probabilité de la détection est calculée en utilisant la série de Gram-Charlier

$$\boldsymbol{P_d = \frac{erfc(V/\sqrt{2})}{2} - \frac{exp\,(-V^2-1)}{\sqrt{2\pi}}\left[c_3(V^2-1) + c_4V(3-V^2) - c_6V(V^4-10V^2+15)\right]} \tag{II.58}$$

Où les constantes c_3, $c_4$et $c_6$sont les coefficients de série de Gram-Charlier, et la variable V est :

$$\boldsymbol{V = \frac{V_T-(1+SNR)}{\varpi}} \tag{II.59}$$

En générale, les valeurs pour c_3, $c_4$et $c_6$changent selon le type de cible fluctuante.

II.7.3.1 Détection des cibles de modèle Swerling V (cibles non fluctuantes)

Pour la cible de modèle Swerling V (Swerling 0), la probabilité de la détection est calculée en utilisant l'équation (II. 58). Dans ce cas, les coéfficients de série de Gram-Charlier sont :

$$\boldsymbol{C_3 = \frac{SNR+\frac{1}{3}}{\sqrt{n_p}(2*SNR+1)^{1.5}}} \tag{II.60}$$

$$\boldsymbol{C_4 = \frac{SNR+\frac{1}{4}}{n_p(2*SNR+1)^2}} \tag{II.61}$$

$$\boldsymbol{C_6 = \frac{{C_3}^2}{2}} \tag{II.62}$$

$$\boldsymbol{\varpi = \sqrt{n_p(2*SNR+1)}} \tag{II.63}$$

II.7.3.2 Détection des cibles de modèle Swerling I

La formule exacte de la probabilité de détection pour des cibles de modèle Swerling I, a été dérivée par Swerling :

$$\boldsymbol{P_d = exp\left[\frac{V_T}{(1+SNR)}\right]; pour\ n_p = 1} \tag{II.64}$$

$$\boldsymbol{P_d = 1 - \Gamma_I(V_T, n_p-1) + [1+\frac{1}{n_pSNR}]^{n_p-1}\Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+\frac{1}{n_pSNR}}, n_p-1\right] \times esp\left[\frac{-V_T}{(1+SNR)}\right]; pour\ n_p} > 1 \tag{II.65}$$

II.7.3.3 Détection des cibles de modèle Swerling II

Dans le cas des cibles de modèle Swerling II, la probabilité de détection est donnée par :

$$\boldsymbol{P_d = 1 - \Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+SNR}, n_p\right]; pour\ n_p \leq 50} \tag{II.66}$$

Pour le cas de $n_p > 50$ l'équation est utilisée (II. 56)pour calculer la probabilité de détection. Dans ce cas :

$$\boldsymbol{C_3 = \frac{1}{3\sqrt{n_p}}} \quad \text{(II.67)}$$

$$\boldsymbol{C_4 = \frac{1}{4n_p}} \quad \text{(II.68)}$$

$$\boldsymbol{C_6 = \frac{{C_3}^2}{2}} \quad \text{(II.69)}$$

$$\boldsymbol{\varpi = \sqrt{n_p}(1 + SNR)} \quad \text{(II.70)}$$

II.7.3.4 Détection des cibles de modèle Swerling III

La formule exacte de la probabilité de détection pour des cibles de modèle Swerling III, pour $n_p = 1{,}2$ est :

$$\boldsymbol{P_d = exp\left[\frac{-V_T}{1+\frac{n_pSNR}{2}}\right]\left[1 + \frac{2}{n_pSNR}\right]^{n_p-2} \times \left[1 + \frac{V_T}{1+\frac{n_pSNR}{2}} - \frac{2}{n_pSNR}(n_p - 2)\right] = K_0} \quad \text{(II.71)}$$

Pour $n_p > 2$ l'expression de P_d est :

$$\boldsymbol{P_d = \frac{{V_T}^{n_p-1}\, exp(-V_T)}{\left(1+\frac{n_pSNR}{2}\right)(n_p-2)} + 1 - \Gamma_I(V_T, n_p - 1) + K_0\Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+\frac{n_pSNR}{2}}, n_p - 1\right]} \quad \text{(II.72)}$$

II.7.3.5 Détection des cibles de modèle Swerling IV

L'expression de la probabilité de détection pour des cibles de Swerling IV $n_p < 50$ pour est :

$$\boldsymbol{P_d = 1 - \left[\gamma_0 + \left(\frac{SNR}{2}\right)n_p\gamma_1 + \left(\frac{SNR}{2}\right)^2\frac{n_p(n_p-1)}{2!}\gamma_2 + \cdots + \left(\frac{SNR}{2}\right)^{n_p}\gamma_{n_p}\right](1 + 2 \times SNR - n_p)} \quad \text{(II.73)}$$

Ou :

$$\boldsymbol{\gamma_i = \Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+\frac{SNR}{2}}, n_p + i\right]} \quad \text{(II.74)}$$

En utilisant la formule récursive :

$$\boldsymbol{\Gamma_I(x, i + 1) = \Gamma_I(x, i) - \frac{x^i}{i!\, exp(x)}} \quad \text{(II.75)}$$

Alors seulement $\gamma_0$doit etre calculé en utilisant l'équation(II. 75) et les$\gamma_i$sont calculés partir de la récursion suivante :

$$\boldsymbol{\gamma_i = \gamma_{-1} - A_i; i} > 0 \quad \text{(II.76)}$$

$$\boldsymbol{A_i = \frac{V_T/(1+SNR/2)}{n_p+i-1}A_{i-1}; i} > 1 \quad \text{(II.77)}$$

$$\boldsymbol{A_1 = \frac{(V_T/(1+SNR/2))^2}{n_p!exp\,(V_T/(1+SNR/2))}} \quad \text{(II.78)}$$

$$\boldsymbol{\gamma_0 = \Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+SNR/2}, n_p\right]} \quad \text{(II.79)}$$

Pour le cas quand $n_p \geq 50$ la série de Gram-Charlier et l'équation $(\text{II.}58)$ peuvent être utilisées pour calculer la probabilité de détection dans ce cas :

$$\boldsymbol{C_3 = \frac{1}{3\sqrt{n_p}}\frac{2\beta^3-1}{(2\beta^2-1)^{1.5}}} \quad \text{(II.80)}$$

$$\boldsymbol{C_6 = \frac{{C_3}^2}{2}} \quad \text{(II.81)}$$

$$\boldsymbol{C_4 = \frac{1}{4n_p}\frac{2\beta^4-1}{(2\beta^2-1)^2}} \quad \text{(II.82)}$$

$$\boldsymbol{\varpi = \sqrt{n_p(2\beta^2-1)}} \quad \text{(II.83)}$$

$$\boldsymbol{\beta = 1 + \frac{SNR}{2}} \quad \text{(II.84)}$$

II.8 Simulation et résultats

Dans cette partie nous présentons les résultats des simulations réalisées pour l'analyse de la probabilité de détection des modèle Swerling. On utilisant les expressions des différentes cibles, on trace dans ce qui suit la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR pour différentes valeurs du la P_{fa}.

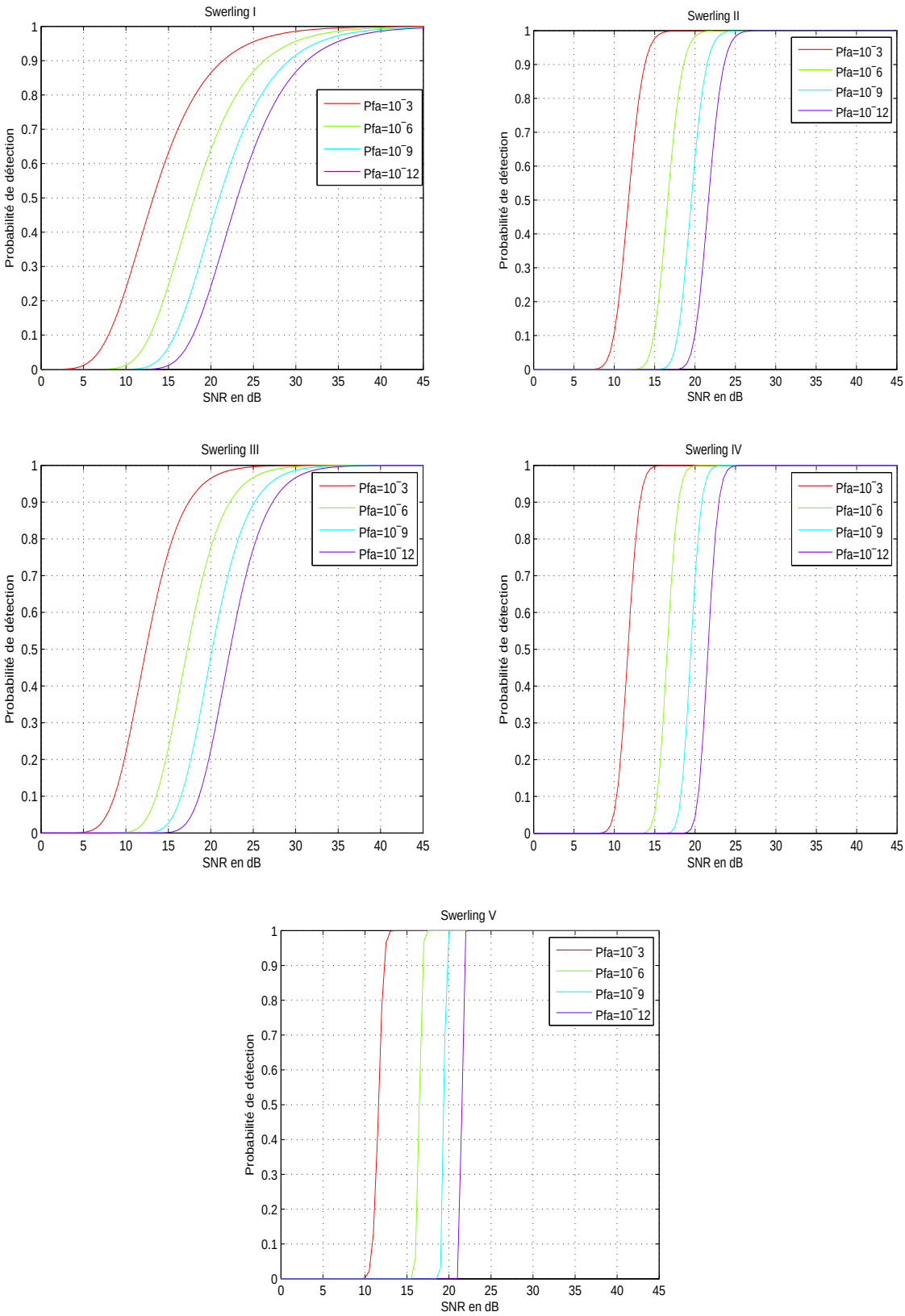

Figure II.10 : La probabilité de détection est en fonction du SNR des cinq modèles Swerling pour $n_p = 10$.

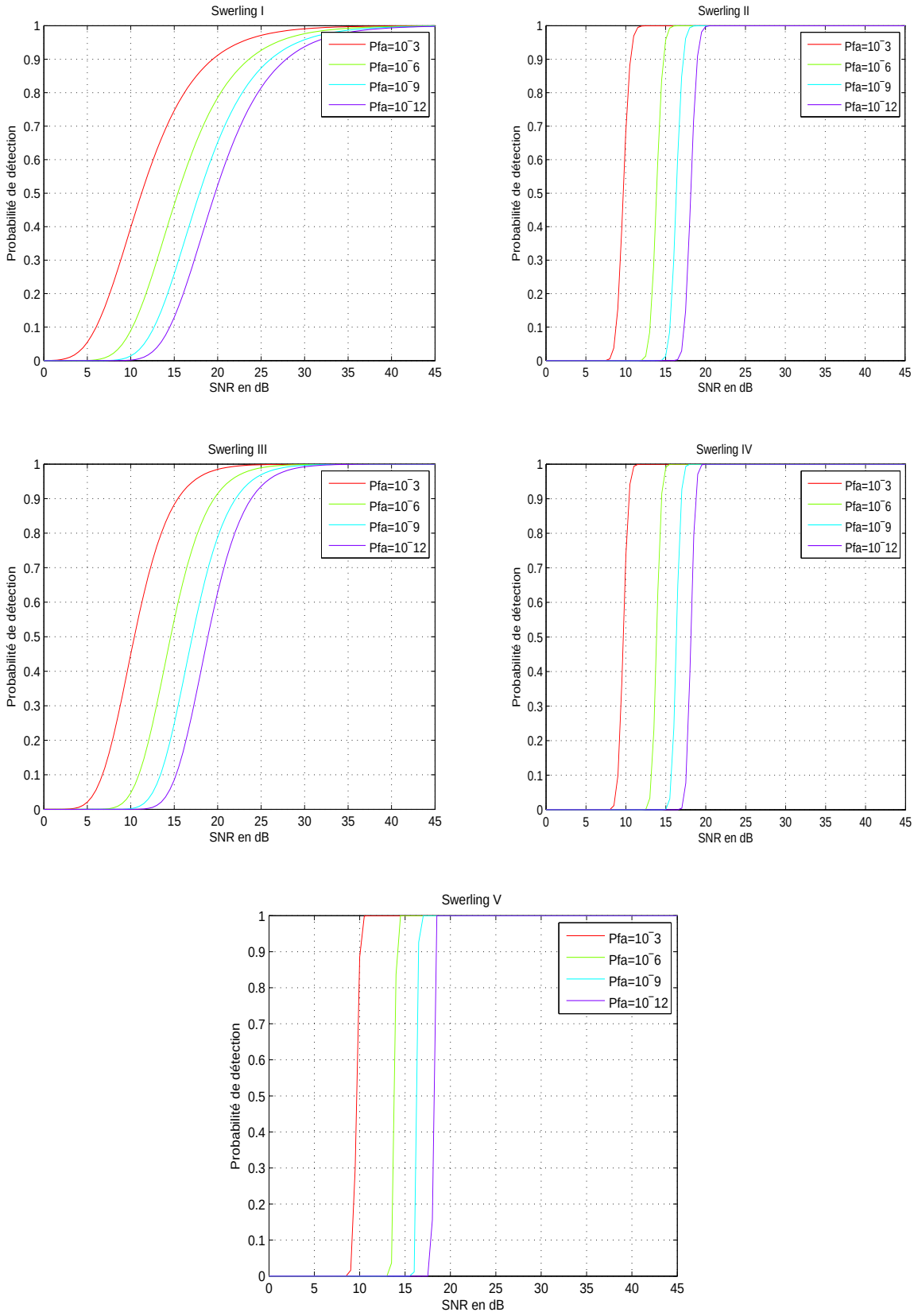

Figure II.11 : La probabilité de détection est en fonction du SNR des cinq modèles Swerling pour $n_p = 50$.

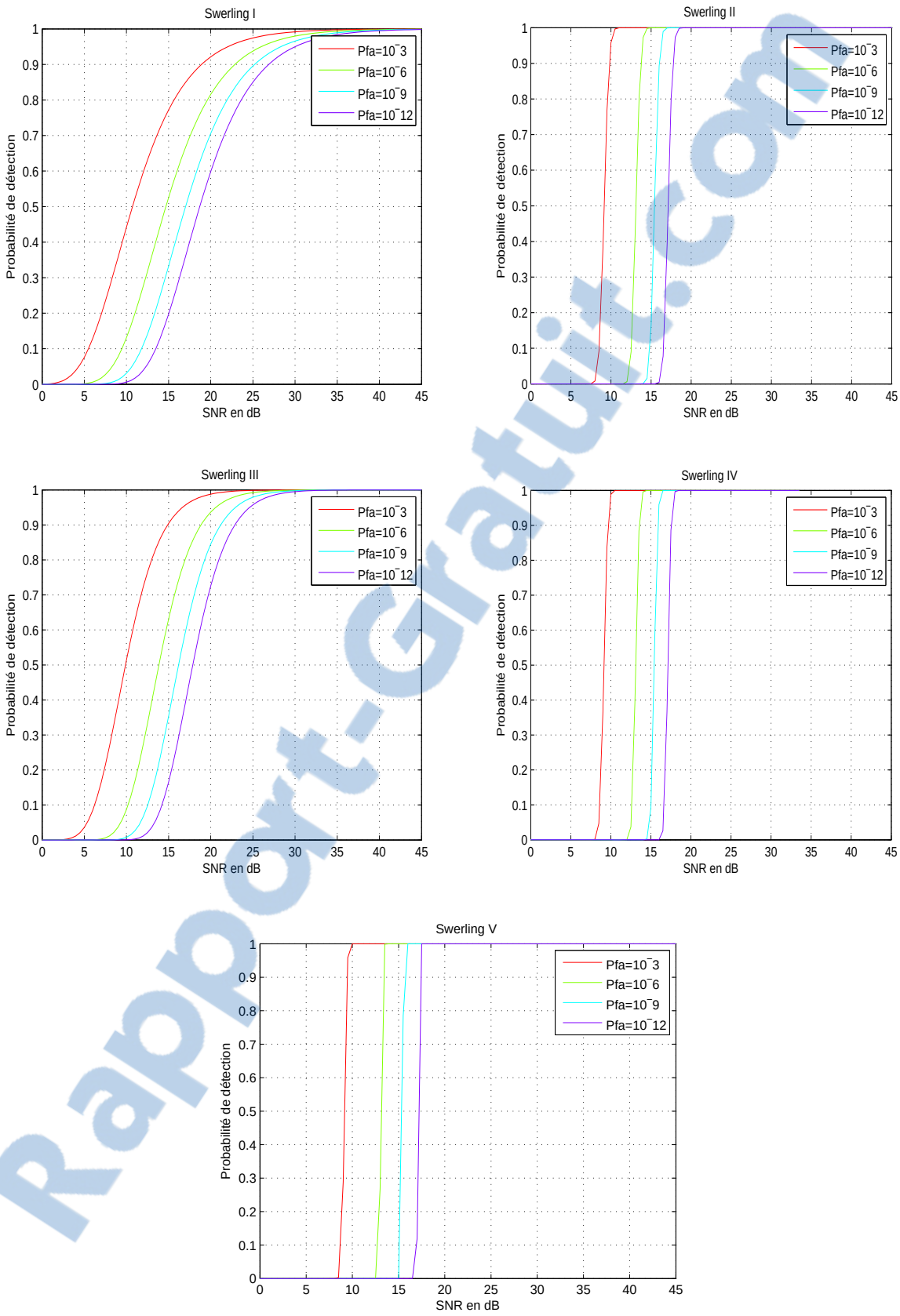

Figure II.12 : La probabilité de détection est en fonction du SNR des cinq modèles Swerling pour $n_p = 100$.

Rapport-Gratuit.com

D'après les figures précédentes, on constate que le seuil de détection diminue avec l'augmentation du nombre d'impulsions n_p et augmente en diminuant la probabilité de fausse alarme P_{fa}. Nous remarquons aussi que la probabilité de détection P_d augmente rapidement en fonction du SNR à partir du seuil de détection.

On remarque que la probabilité de détection des cibles Swerling V (cibles non fluctuantes) en fonction de SNR est quasi-constante puisque la surface équivalente de ces cibles reste constante donc la puissance de réception reste la même.

II.9 Conclusion

Les critères de détection présentés dans ce chapitre se ramènent à la comparaison du signal reçu à un seuil fixe calculé au préalable. Or, un seuil fixe produit soit un nombre excessif de fausses alarmes soit une faible probabilité de détection dès que les caractéristiques statistiques du bruit et du clutter changent. Cette remarque est à la base de la proposer des détecteurs à taux de fausse alarme constant communément connues sous le nom de détecteur CFAR. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des détecteurs CFAR.

Chapitre III

Détecteurs Radar CFAR

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

III.1 Introduction

Une des tendances modernes dans la conception des systèmes RADAR est l'emploi de systèmes automatiques de détection, qui consiste à détecter les cibles sans intervention de l'opérateur humain. Pour cela, les détecteurs adaptatifs CFAR (Constante False Alarm Rate) sont devenus des composants standards dans la plupart des systèmes RADAR modernes, dans ces détecteurs le seuil de détection est proportionnel à la puissance moyenne du fouillis. Par conséquent, la connaissance de la statistique du fouillis est importante afin de concevoir correctement le détecteur CFAR [24].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les notions de base des systèmes CFAR, les différents types de ses détecteurs traités en littérature, ainsi que l'analyse des performances de détection-radar dans des milieux homogènes.

III.2 Détection CFAR

Le CFAR est un modèle qui se place dans la partie traitement du signal du récepteur radar après réception et démodulation des échos radar, ceux-ci parcourent une série de cellules qui sont de nombres impairs. L'idée de la technique CFAR est de réaliser un système adaptatif capable de détecter une cible en utilisant un taux de fausse alarme constant, quels que soient les signaux parasites qui existent [25]. En effet, le principe du CFAR est d'utiliser quelques échantillons du bruit pour pouvoir l'estimer et établir un seuil de détection qui s'adapte à ses fluctuations (Figure III.1).

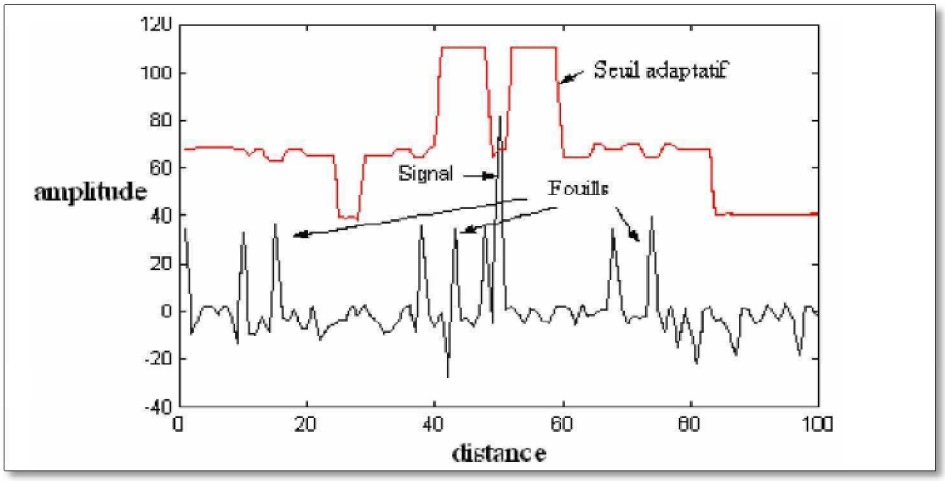

Figure III.1 : Détection CFAR adaptative [25].

Le seuil dans un détecteur CFAR est fixé cellule par cellule en utilisant la puissance de bruit estimée par le traitement d'un groupe de cellules qui entoure la cellule de référence sous teste.

La "cellule sous test " est la cellule centrale, elle comporte le signal à détecter. Deux fenêtres regroupant des cellules dites "de références" qui serviront à estimer la puissance du clutter, sont placées de part et d'autre de la cellule de test, celle a droite est désignée par la lettre Y_1 , et l'autre a gauche par la lettre Y_2. Pour des raisons de sécurité, les "cellules de garde" sont des cellules voisines à la cellule sous test, utilisées pour éviter tout débordement du signal mais qui ne sont pas incluses dans la procédure d'estimation.

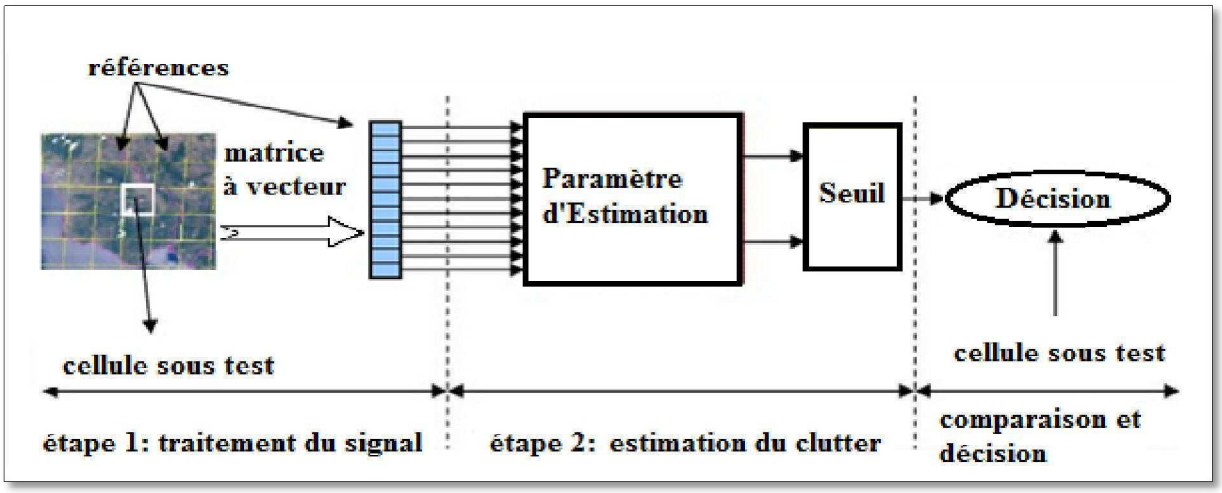

Figure III.2 : Schéma d'un détecteur CFAR.

III.3 Principe du CFAR

En général dans un système de détection CFAR, les échantillons visuels détectés sont envoyés en série dans un registre à décalage. La première étape de l'algorithme consiste à calculer la valeur du test statistique qui est obtenu à partir des N cellules de références. On obtient alors N échantillons donnant le niveau du bruit utilisé pour le calcul du seuil de détection. La deuxième étape de l'algorithme consiste à multiplier la valeur fournie par le test statistique Z par un facteur de seuil T. La sortie de la cellule test est ensuite comparée avec le seuil résultant $T.Z$ pour décider de la présence ou de l'absence d'une cible. T représente un facteur constant utilisé pour maintenir la fausse alarme à une valeur désirée constante pour une fenêtre donnée de taille N lorsque le bruit de milieu total est homogène [26].

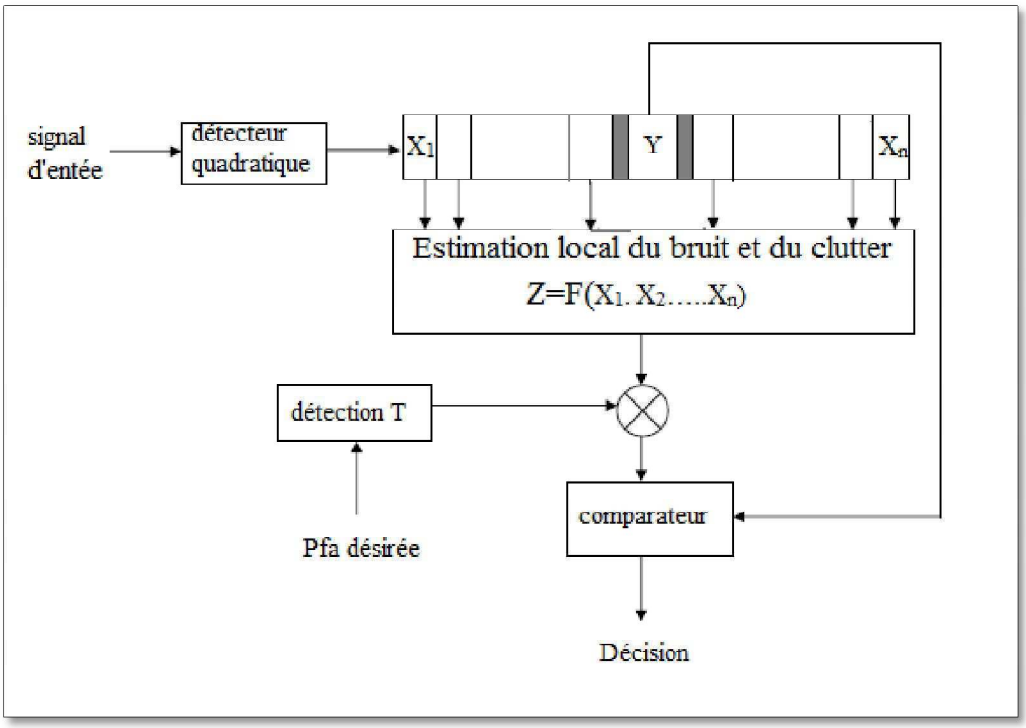

Figure III.3 : Schéma fonctionnel de détecteur CFAR typique.

III.4 Différents types de détecteurs CFAR

La détection CFAR est un algorithme de traitement de signal numérique par lequel une cible est déclarée présente dans la cellule sous test, tout en maintenant un taux de fausses alarmes constant. Son principe est basé sur la prise de décision en comparant le signal dans la cellule sous test avec un seuil adaptatif, en présence du bruit thermique dans les cellules adjacentes, comme cela est indiqué sue la figure III.3 [11].

$Z = F(X_1, X_2, \dots, X_N)$ Qui est un estimateur local du bruit de fond, représente la principale différence entre les divers détecteurs CFAR proposés dans la littérature radar [27], tels que le CA (Cell Averaging), GO (Greatest Of), SO (Smallest Of), ainsi que l'OS (Order Static).

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

III.4.1 Détecteur CA-CFAR

Le premier détecteur CFAR (Cell Averaging) qui a été proposé par Finn et Johnson le CA-CFAR (Cell Averaging) est illustré sue la figure III.4. Les échantillons à la sortie du détecteur quadratique passent dans un registre formé par un ensemble de cellules de référence. Le niveau du clutter est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons dans les fenêtres de références. Dans la présence du clutter homogène, il a été

montré que si la taille de la fenêtre de référence tend vers l'infini, la probabilité de détection tend vers celle du détecteur optimal de Neyman-Pearson. L'inconvénient majeur de ce procédé, est que dans le cas ou l'environnement est non homogène c'est à dire présence d'un bord du clutter ou de cibles interférentes, le seuil de détection augmente et la probabilité de détection du détecteur CA-CFAR diminue même pour un rapport signal sur bruit élevé. Pour améliorer les performances dues à ces effets, un nombre de modifications dans la procédure classique CA-CFAR ont été proposées [30].

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

III.4.1.1 Détecteur GO-CFAR

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

Le but de cette amélioration est de corriger le problème de l'effet de bord du Clutter.

$$Z = Max(Y_1, Y_2) \quad \text{(III.1)}$$

III.4.1.2 Détecteur SO-CFAR

Pour corriger le problème de l'effet masque (i.e si une cible se situe dans la région du bruit thermique seulement). Le détecteur SO-CFAR (Smallest of) utilise le minimum des sommes des sorties des deux fenêtres. Ce détecteur a été proposé par Trunk.

$$Z = Min(Y_1, Y_2) \quad \text{(III.2)}$$

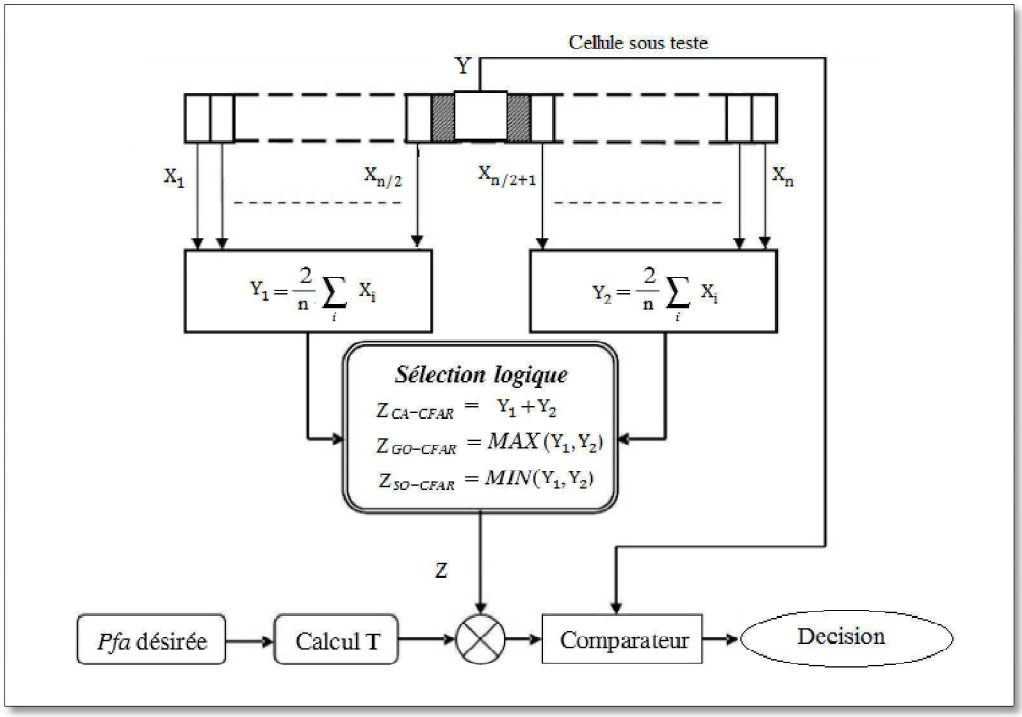

Figure III.4 : Détecteurs CA, GO et SO-CFAR.

III.4.2 Détecteur OS-CFAR (Order Statistic CFAR)

Rohling a proposé le détecteur OS-CFAR (Order static), pour lequel les échantillons des cellules de références sont ordonnés d'une façon croissante et la puissance du bruit est prise égale au $K^{ième}$ échantillon. Ce rang est choisi de manière à maximiser la probabilité de détection. Le rôle majeur du détecteur OS-CFAR est de résoudre le problème de l'effet de capture en éliminant les cellules qui contiennent des cibles interférentes.

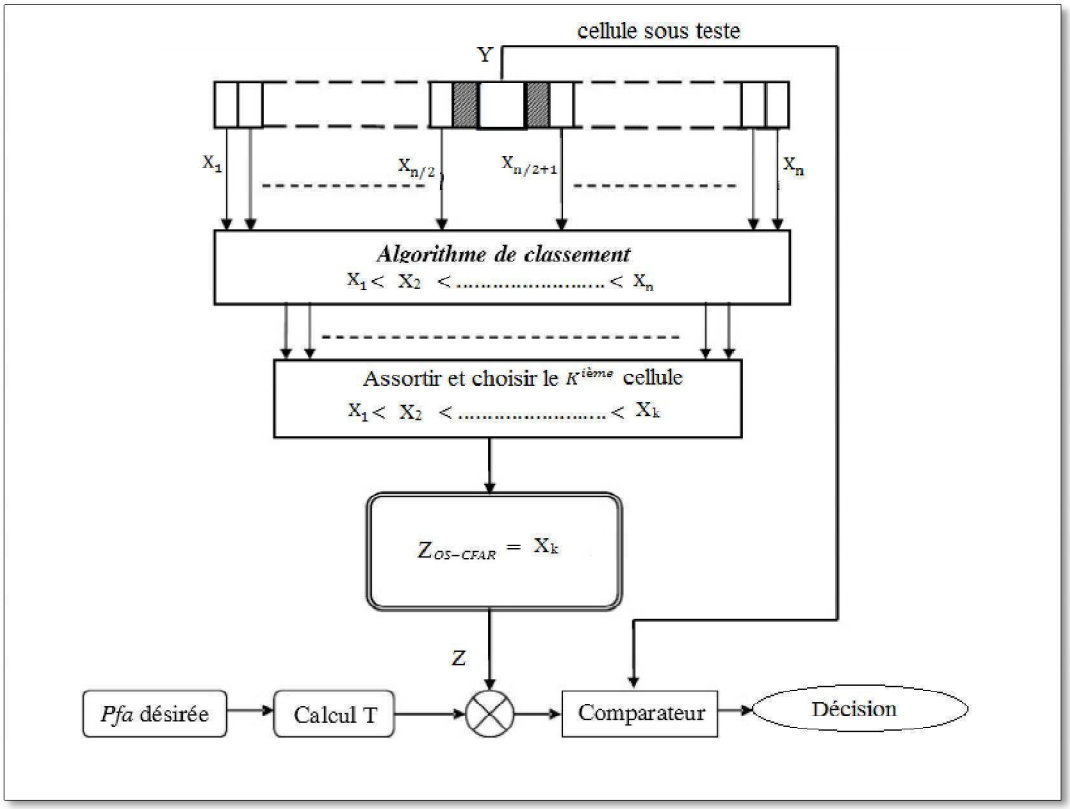

Figure III.5 : Détecteurs OS-CFAR.

III.5 Formulation mathématique du problème

Afin d'analyser les performances de détection d'un détecteur CFAR en bruit d'un environnement homogène. Nous supposons que la production détectée quadratique pour n'importe quelle cellule de la fenêtre de référence est exponentiellement distribuée. Avec la fonction de densité de probabilité (Pdf) donnée par :

$$\boldsymbol{f(x) = (1/2)exp\,(-x/2)\,, x \geq 0} \qquad \text{(III.3)}$$

Sous l'hypothèse nulle H_0 d'aucune cible dans une plage de cellules et de milieu homogène, la puissance total de bruit thermique plus clutter d'environnement est désignée par μ.

Sous l'hypothèse alternative H_1 de la présence d'une cible, la puissance total de bruit thermique plus clutter d'environnement est désignée par $\mu(1+\bar{S})$, où $\bar{S}$ est la moyenne du signal à bruit total (SNR) d'une cible.

Cela signifie que nous supposant un modèle Swerling I pour les échos radar d'une cible et une statistique gaussienne pour l'environnement.

Nous supposons également que les observations dans les $N+1$ cellules, y compris la cellule sous teste, sont statistiquement indépendantes.

Par conséquent, pour la cellule sous teste la valeur dans (III.1) est :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\mu}, & \boldsymbol{sous\ H_0} \\ \boldsymbol{\mu(1+\bar{S})}, & \boldsymbol{sous\ H_1} \end{cases} \qquad \text{(III.4)}$$

Et pour les N cellules de référence entourant la cellule sous teste est toujours μ. L'hypothèse d'un modèle Swerling I pour les retours de cible et de l'hypothèse gaussienne pour l'environnement conduit à une simplification utile des analyses de nos détecteurs CFAR, permettant la dérivation des expressions des performances qui permettent des comparaisons intéressantes à faire.

Les performances en un environnement homogène d'un système CFAR est indépendante de la puissance totale μ, que ce soit la puissance de bruit thermique ou clutter plus bruit thermique.

Par conséquent, seuls les changements dans la puissance totale de bruit comme d'environnement clair (bruit thermique uniquement) à clutter plus bruit thermique d'environnement, influencent sur les performances du détecteur en général.

Un système CFAR souhaitable serait bien sûr celui qui est insensible aux changements dans la puissance totale de bruit dans la fenêtre de cellules de référence de sorte que le taux de fausse alarme constant est maintenu.

III.6 Analyse des performances d'un détecteur optimal

Le détecteur optimal fixe un seuil pour déterminer la présence d'une cible sous l'hypothèse que la puissance totale du bruit homogène μ est connue à priori. Dans ce cas, la probabilité de fausse alarme P_{fa}, est donnée par [28] :

$$\mathbf{P_{fa} = P[Y > Y_0/H_0] = exp\ (-Y_0/2\mu)} \qquad \text{(III.5)}$$

Où Y_0désigne le seuil fixé optimale. De même, la probabilité de détection optimale P_d^{opt} est donnée par :

$$\boldsymbol{P_d^{opt} = P[Y > Y_0/H_1] = exp\ (-Y_0/2\mu(1+\bar{S}))} \qquad \text{(III.6)}$$

En substituant (III.5) dans (III.6) nous obtenons :

$$\boldsymbol{P_d^{opt} = [P_{fa}]^{1/(1+\bar{S})}} \quad \text{(III.7)}$$

Il est clair que dans le détecteur CFAR le seuil varie selon les informations locales en fonction de la puissance totale de bruit. La statistique Z est une variable aléatoire dont la distribution dépend du régime particulier CFAR choisi et la distribution sous-jacente de chacun des échantillons de fenêtres de références.

$$\boldsymbol{P_{fa} = E_Z\{P[Y > TZ/H_0]\}} \quad \text{(III.8)}$$

On peut aussi écrire :

$$\boldsymbol{P_{fa} = E_Z\{\int_{ZT}^{\infty}(1/2\mu)\, exp(-y/2\mu)\, dy\} = E_Z\{exp\,(-TZ/2\} = M_Z(T/2\mu)} \quad \text{(III.9)}$$

Où $M_Z(*)$ désigne la fonction génératrice des moments (MGF) de la variable aléatoire Z. De même, la probabilité de détection P_d est donnée par :

$$\boldsymbol{P_d = E_Z\{P[Y > TZ/H_1]\}} \quad \text{(III.10)}$$

Puisque, selon l'hypothèse H_1 présente la moyenne $\mu(1+\bar{S})$, nous pouvons déterminer P_d en remplaçant simplement μ avec $\mu(1+\bar{S})$ dans (III.9) :

$$\boldsymbol{P_d = M_Z[T/2\mu(1+\bar{S})]} \quad \text{(III.11)}$$

III.7 Méthode de mesure de la performance du détecteur

Le seuil optimal est fixé en fonction de la puissance de bruit totale comme indiqué en (III.5). Il est évidemment utile d'avoir une idée de la perte de la puissance de détection pour un détecteur proposé CFAR par rapport au détecteur optimal pour un bruit d'environnement homogène. De toute évidence, cette perte de puissance de détection peut varier en fonction du taux de fausse alarme constant et la taille de la fenêtre. Il existe deux méthodes différentes qui peuvent être utilisés pour mesurer cette performance relative d'un détecteur CFAR.

III.7.1 La méthode classique

La méthode classique consiste à calculer le SNR complémentaires nécessaires au schéma de traitement du système CFAR au-delà pour le détecteur optimal pour atteindre une probabilité de détection fixe (par exemple, P_d= 0,5).

II.7.2 La méthode de seuil moyen

On peut utiliser un autre critère lié à celui-ci basé sur le seuil moyen depuis le seuil et la probabilité de détection sont étroitement liés les uns aux autres. Comme le seuil augmente, la probabilité de détection diminue en conséquence et vice versa. Par conséquent, la comparaison du seuil fixé optimale avec le seuil de détection moyen ADT (the average detection threshold) [29] du détecteur CFAR devrait donner une mesure de la perte globale de

détection. Cela établit une technique utile pour mesurer la perte de performance qui est indépendante de la probabilité de détection. Nous utilisons la notion d'ADT pour comparer les différents schémas de traitement CFAR.

III.8 Analyse des détecteurs CFAR

Dans le détecteur CA-CFAR, la puissance de bruit totale est estimée par la somme de N cellules de la fenêtre de référence. Il s'agit d'une statistique complète suffisante pour la puissance de bruit μ dans l'hypothèse de bruit de milieu exponentielle homogène.

$$\boldsymbol{Z = \sum_{i=1}^{N} X_i} \qquad \text{(III.12)}$$

Où $X_i$sont les cellules de distance autour de la cellule à l'essai. La densité exponentielle est un cas particulier de la densité gamma avec α=1 dans la Pdf :

$$\boldsymbol{f(y) = \beta^{-\alpha}\, y^{\alpha-1}\ \ exp\,(-y/\beta)/\Gamma(\alpha)} \qquad \text{(III.13)}$$

$$\boldsymbol{y \geq 0, \alpha \geq 0, \beta \geq 0}$$

Où $\Gamma(\alpha)$ désigne la fonction gamma d'habitude qui a une valeur $(\alpha - 1)$ pour α entier.

La fonction de distribution cumulative (CDF) correspondant à ce Pdf est notée $G(\alpha, \beta)$. Nous écrirons $Y \sim G(\alpha, \beta)$ ce qui signifie que Y est une variable aléatoire de données dans la Pdf (III.13). La MGF correspondant à la distribution $G(\alpha, \beta)$ est :

$$\boldsymbol{M_y(\mu) = (1 + \beta\mu)^{-\alpha}} \qquad \text{(III.14)}$$

En utilisant la notation ci-dessus nous avons $X_i \sim G(1,2\mu)$ et $Z \sim G(N, 2\mu)$. La probabilité de détection P_d pour le détecteur CA-CFAR est obtenue en substituant (III.14) dans (III.11) avec B=2 μ qui donne [30] :

$$\boldsymbol{P_d = [1 + T/(1 + \bar{S})]^{-N}} \qquad \text{(III.15)}$$

Le constant facteur de multiplication T est calculé à partir de (III.13) par la mise en $\bar{S} = 0$:

$$\boldsymbol{T = P_{fa}{}^{-\frac{1}{N}} - 1} \qquad \text{(III.16)}$$

Il est clair à partir de (III.15) et (III.16) que les deux probabilités de détection et de fausse alarme sont indépendantes de μ.

III.8.1 Analyse du détecteur GO-CFAR

La puissance de bruit total est estimée à partir de la plus grande des deux montants différents pour le calcul et le retard fenêtre de n premier plan, comme le montre la figure III.4 Pour ce régime, nous avons :

$$\boldsymbol{Z = max(Y_1, Y_2)} \qquad \text{(III.17)}$$

Où : $$\boldsymbol{Y_1 = \sum_{i=1}^{n} X_i} \text{ et } \boldsymbol{Y_2 = \sum_{i=1}^{n+1} X_i} \qquad \text{(III.18)}$$

Avec $n = N/2$. En général, la Pdf de Z défini dans (III.17) est donnée par :

$$\boldsymbol{f_Z(Z) = f_1(Z)\, F_2(Z) + f_2(Z)\, F_1(Z)} \qquad \text{(III.19)}$$

Où f_i et F_i sont les Pdf et Cdf, respectivement, de la variable aléatoire Y_i, avec Y_1 et Y_2 indépendants. Pour un milieu homogène, nous avons $\boldsymbol{F_i = G(n, 2\mu)}$. La probabilité de fausse alarme dans ce cas est obtenue par le calcul du mgf de Z [32] il est :

$$\boldsymbol{P_{fa} = 2(1+T)^{-n} - 2\sum_{i=1}^{n-1}(n+i-1)(2+T)^{n+i}} \qquad \text{(III.20)}$$

Où T une constante de multiplication qui dépend de la taille de la fenêtre de référence N et la probabilité de fausse alarme P_{fa} donnée sur le tableau III.1.

Tableau III.1 : Facteur multiplicatif T en fonction de la P_{fa} de N.

P_{fa}	$\boldsymbol{N = 8}$	$\boldsymbol{N = 16}$	$\boldsymbol{N = 24}$	$\boldsymbol{N = 32}$
	$\boldsymbol{T}$	$\boldsymbol{T}$	$\boldsymbol{T}$	$\boldsymbol{T}$
10^{-4}	2.162	0.778	0.468	0.334
10^{-6}	4.623	1.371	0.778	0.540
10^{-8}	9.000	2.162	1.154	0.778

La probabilité de détection P_d se trouve par un simple remplacement de T par $T/(1+\bar{S})$ dans (III.20).

III.8.4 Analyse du détecteur SO-CFAR

Le détecteur SO-CFAR (Smallest of), a été présenté dans [35] pour alléger les problèmes associés aux cibles étroitement alignées. Tout en déterminant la présence de cibles à une gamme particulière, le détecteur ne doit pas être influencé par les échos de cible étrangers.

$$\boldsymbol{Z = min(Y_1, Y_2)} \qquad \text{(III.21)}$$

Y_1 et Y_2 étant définis dans (III.23), la Pdf de Z est donnée par :

$$\begin{aligned}\boldsymbol{f_Z(Z)} &= \boldsymbol{f_1(Z)\,[1 - F_2(Z)] + f_2(Z)[1 - F_1(Z)]} \\ &= \boldsymbol{f_1(Z) + f_2(Z) - (f_1(Z)F_2(Z) + f_2(Z)F_1(Z))} \qquad \text{(III.22)}\end{aligned}$$

L'expression entre parenthèses dans (III.27) est tout simplement la Pdf de Z pour les systèmes GO-CFAR donnée par (III.20). Par conséquent, si on remplace (III.22) dans (III.9) nous obtenons pour le système SO-CFAR :

$$\boldsymbol{P_{fa} = M_{Y1}(T/2\mu) + M_{Y2}(T/2\mu)\, P_{fa}^{Go}))} \qquad \text{(III.23)}$$

Où M_{Y1} (T)et M_{Y2} (T)sont les MGF de Y_1 et Y_2 , sont calculés, respectivement, en utilisant (III.14), et P_{fa}^{Go} est P_{fa} de (III.20). L'expression (III.23) donne une relation très simple entre les

performances du détecteurs SO-CFAR et celle du GO-CFAR. La probabilité de détection P_d est encore donnée par le remplacement de T par $T/(1+\bar{S})$ dans (III.23).

III.8.4 Analyse du détecteur OS-CFAR

Pour le détecteur OS-CFAR nous prenons $Z = X_k$ où la Pdf $f_k(z)$ de la variable aléatoire X_k est donnée par :

$$\boldsymbol{f_{k(Z)} = K\binom{N}{K}[1-F(Z)]^{N-K}[F(Z)]^{K-1}f(Z)} \qquad \text{(III.24)}$$

Où f est la Pdf défini en (III.3) avec $\lambda = 1/2$ et F est la CDF correspondante, K est le rang de la cellule retenue pour l'estimation. Utilisant (III.10) la probabilité de détection peut être calculée comme suite :

$$\boldsymbol{P_d(S) = K\binom{N}{K}\int_0^Z (1-\exp(-Z))^{Z-1} \times \exp\left(-\left(N-K+1+\frac{T}{1+S}\right)Z\right)dZ}$$

$$\boldsymbol{= \prod_{i=0}^{K-1}(N-i)/(N-i+T/(1-S))} \qquad \text{(III.25)}$$

III.9 Résultats des simulations

Dans cette partie nous présentons les résultats des simulations réalisées pour l'analyse de performance des différents détecteurs CFAR.

La variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR, relative aux détecteurs CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR et OS-CFAR est analysée pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et pour différente probabilité de fausse alarmeP_{fa} .

III.9.1 Détecteur CA-CFAR

Les figures III.6 et III.7 représentent la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR , pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et différente probabilité de fausse alarme P_{fa} égale 10^{-4}, 10^{-6} du système CA-CFAR.

Des deux figures représentées ci-après on remarque que la probabilité de détection du détecteur CA-CFAR tend vers celle du détecteur optimale lorsque les valeurs de N et de la P_{fa} augmentes. Cela est compréhensible puisque plus la valeur N augmente plus on a de données pour affiner l'estimation.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

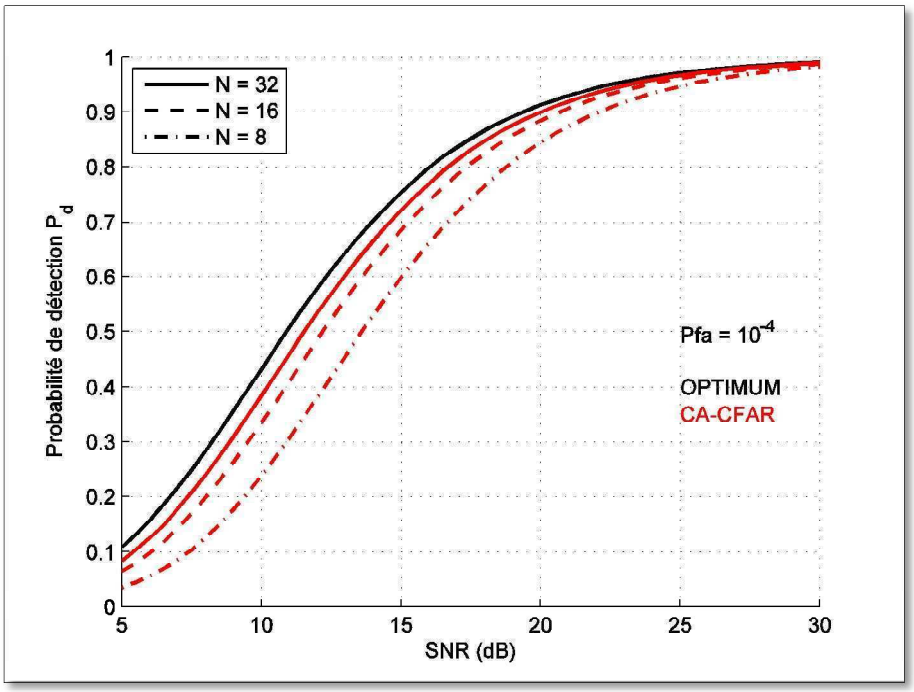

Figure III.6 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur CA-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.

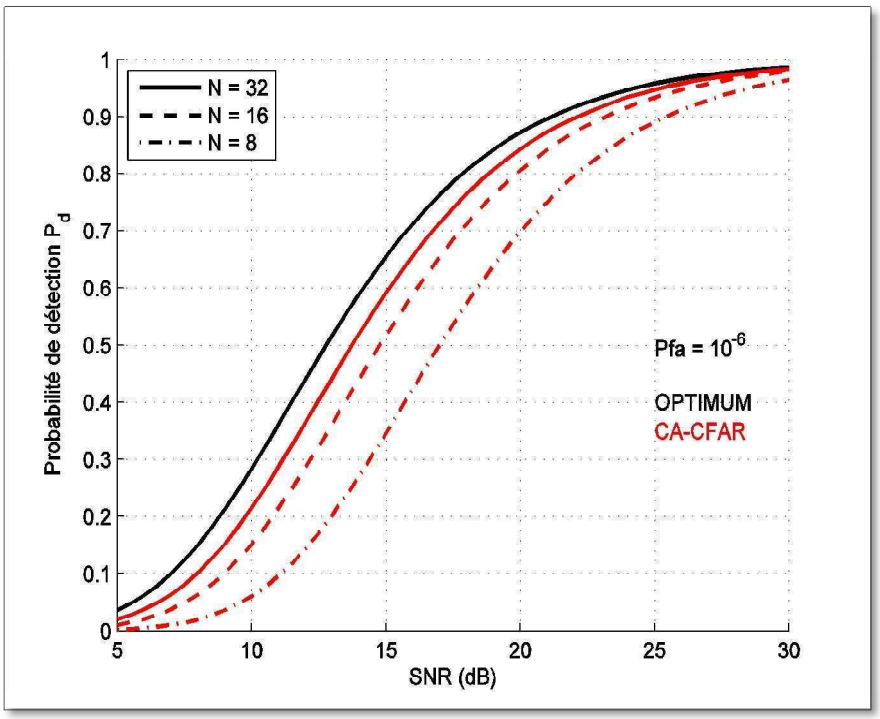

Figure III. 7 : La probabilité de détection en fonction du SNR cas du détecteur CA-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.

III.9.2 Détecteur GO-CFAR

Les figures III.8 et III.9 représentent la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR , pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et différente probabilité de fausse alarme P_{fa} égale 10^{-4}, 10^{-6} du système GO-CFAR.

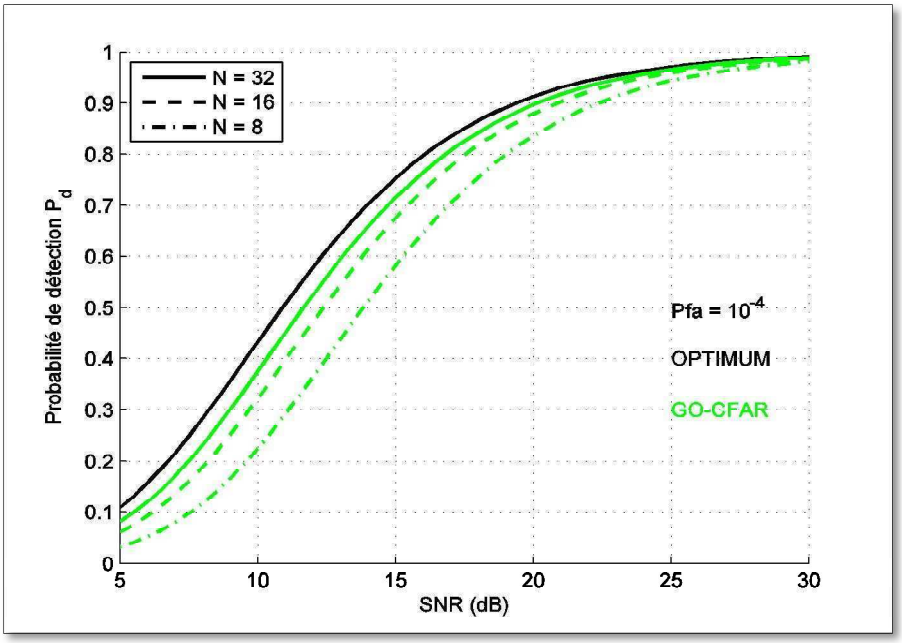

Figure III. 8 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.

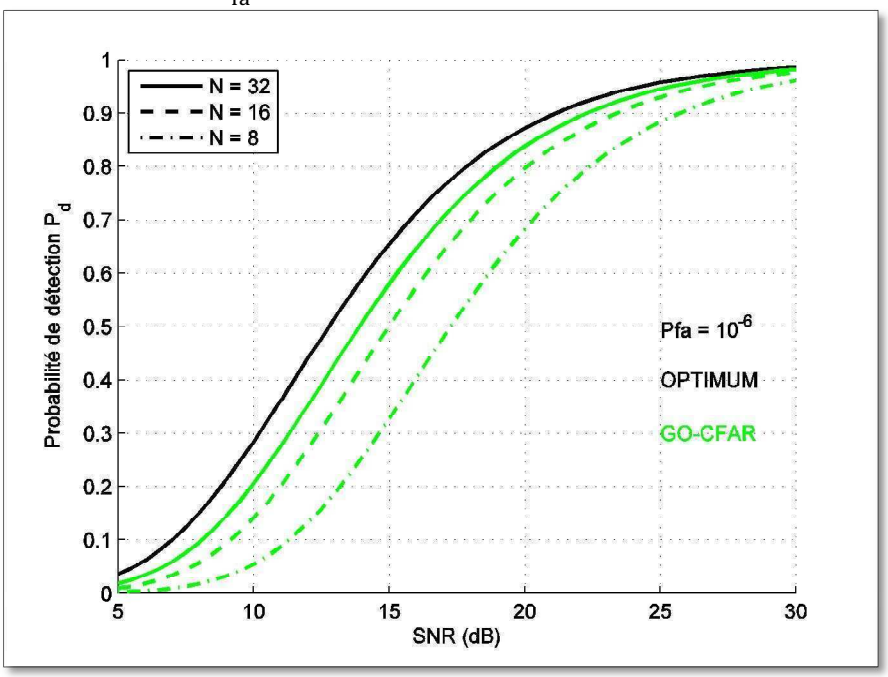

Figure III. 9 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.

Les mêmes remarques constatées pour le détecteur CA-CFAR sont reportés dans le détecteur GO-CFAR aussi il est clair que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de N et de la P_{fa} .

III.9.3 Détecteur SO-CFAR

Les figures III.10 et III.11 représentent la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR , pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et différente probabilité de fausse alarme P_{fa} égale 10^{-4}, 10^{-6} du système SO-CFAR.

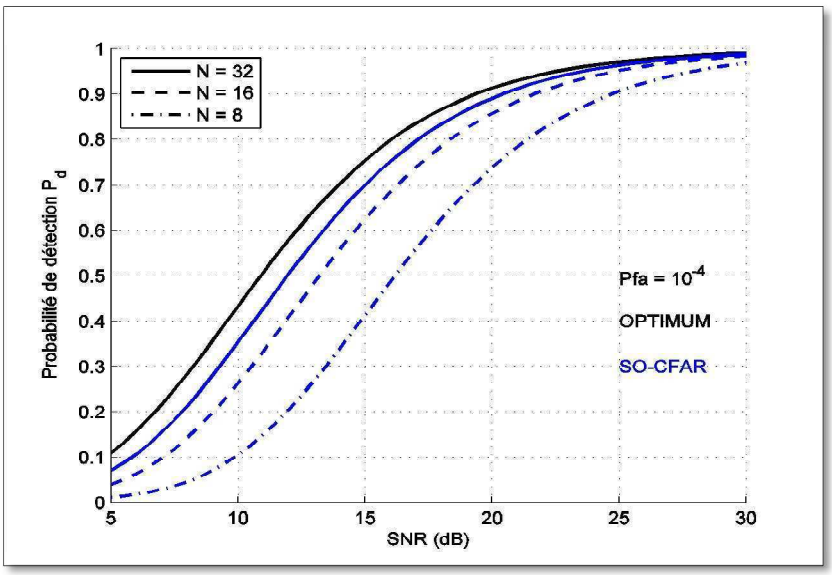

Figure III. 10 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.

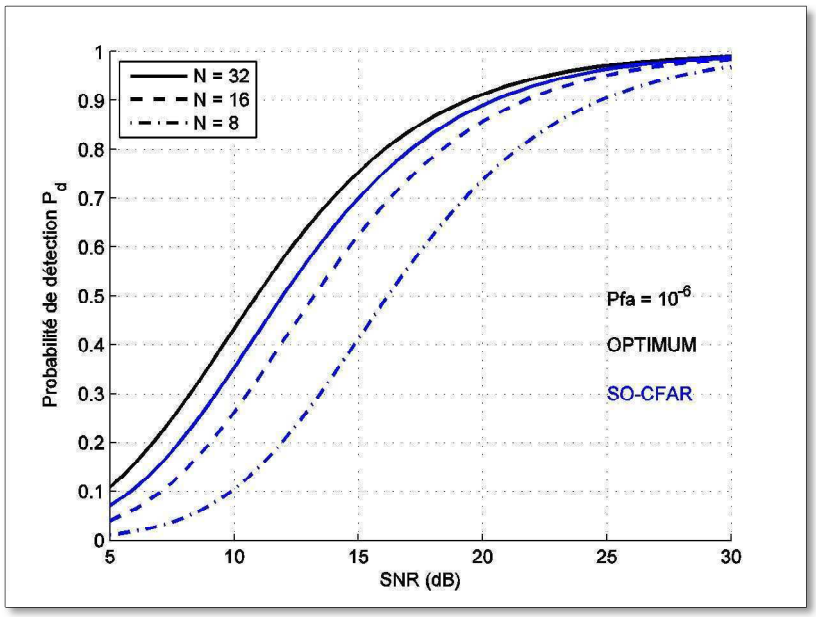

Figure III. 11 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.

Les résultats obtenus montrent que pour un détecteur SO-CFAR le nombre de cellules doit être grand, vu que les résultats pour N =8 sont très faibles.

A partir de ces résultats nous pouvons dire que le détecteur SO-CFAR présente une perte de puissance de détection dans le milieu de bruit homogène comparé aux détecteur CA et GO.

III.9.4 Détecteur OS-CFAR

Les figures III.12 et III.13 représentent la variation de la probabilité de détection P_d en fonction du SNR , pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et différente probabilité de fausse alarme P_{fa} égale 10^{-4}, 10^{-6} du système OS-CFAR.

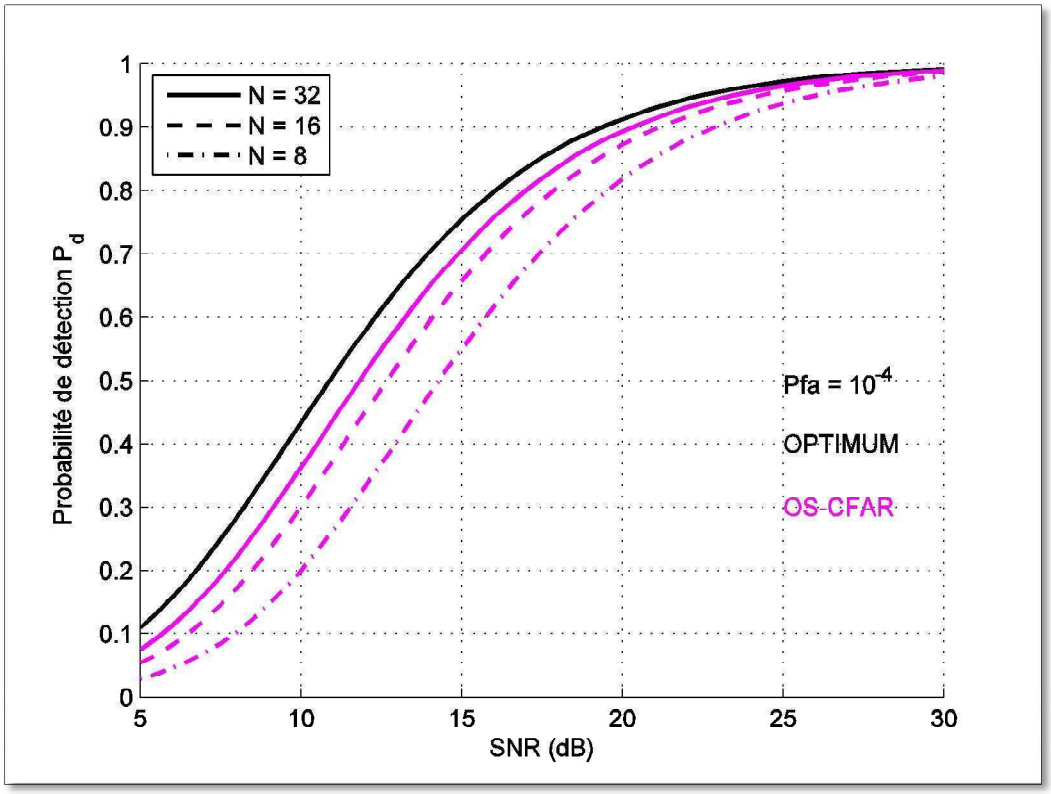

Figure III. 12 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.

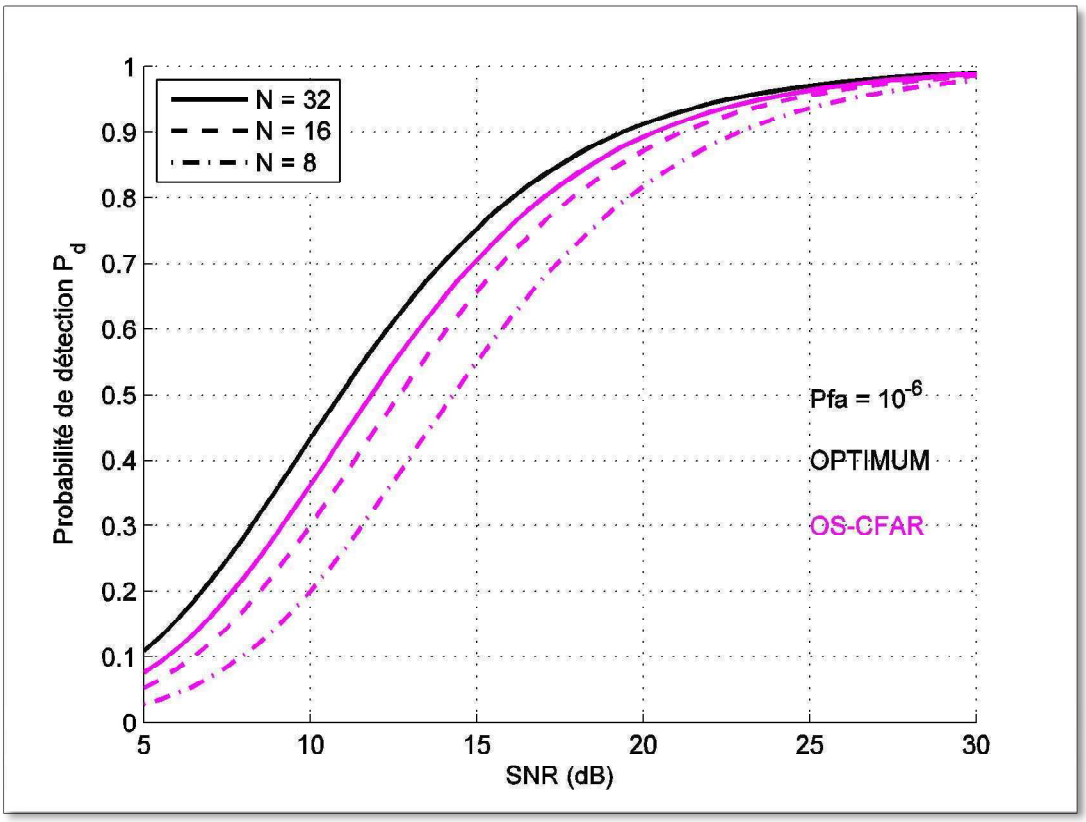

Figure III. 13 : La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur OS -CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.

A partir de ces résultats nous pouvons dire que le détecteur OS-CFAR présente une faible perte de puissance de détection dans le milieu de bruit homogène comparé aux détecteurs CA, GO.

III.9.5 Comparaison des différents détecteurs CFAR

Les figures III.14 et III.15 représentent les comparaison entre les performances des différents détecteur étudiés, pour des nombres de cellules $N = 8, 16, 32$ et différentes probabilité de fausse alarme P_{fa} égale $10^{-4}, 10^{-6}$.

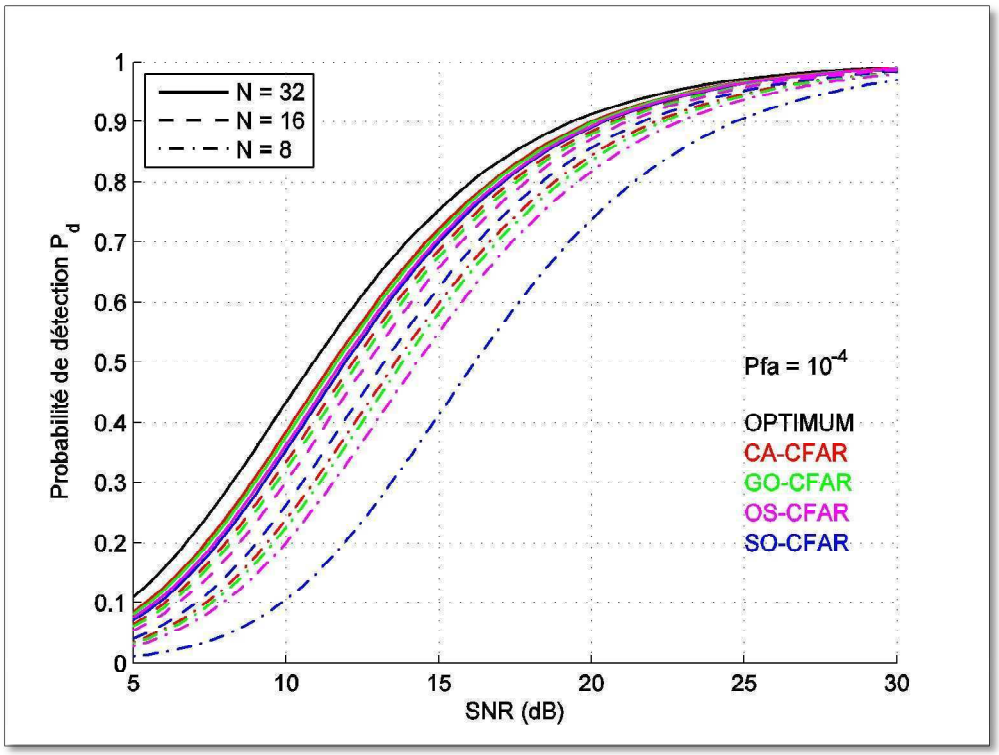

Figure III. 14 : Comparaison entre les détecteurs CFAR pour $P_{fa} = 10^{-4}$ et différentes valeurs de N.

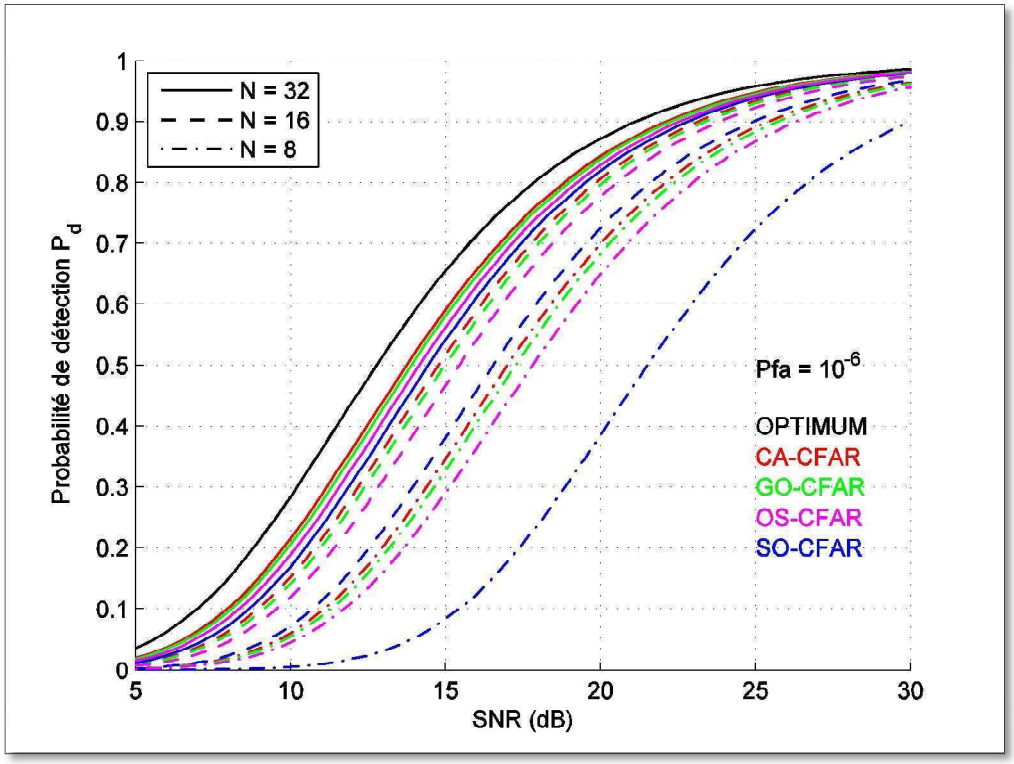

Figure III.15 : Comparaison entre les détecteurs CFAR pour $P_{fa} = 10^{-6}$ et différentes valeurs de N.

Les performances représentées sur les figures ci-dessus montre clairement que des probabilités de détection proches de celle du détecteur optimal sont obtenues lorsque la valeur de N augmente. Le détecteur GO-CFAR montre une dégradation additionnelle mineure de la performance par rapport au détecteur CA-CFAR.

D'autre part, les performances du détecteur SO-CFAR est fortement dépendant de la valeur de N. Pour N petits, la perte est très grande par rapport aux autres systèmes CFAR, mais diminue considérablement lorsque N augmente.

On constate aussi que le détecteur OS-CFAR a la meilleure performance de détection devant les autres détecteurs pour différentes taille de la fenêtre N et P_{fa} .

III.10 Conclusion

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

Dans ce chapitre, nous avons analysé les performances des détecteurs CA, GO, SO et OS-CFAR dans un clutter d'environnement considéré homogène représenté par une distribution gaussienne et des cibles modélisés par un modèle de Swerling I.

Les performances de ces détecteurs sont évaluées en terme de la probabilité de détection P_d en fonction du *S*NR pour différentes taille de la fenêtre N et de la P_{fa} afin de calculer la perte de la puissance de détection pour un détecteur proposé CFAR par rapport au détecteur optimal pour un bruit d'environnement homogène.

Conclusion générale

Dans les systèmes radars, le taux de fausse alarme constant (CFAR) est un algorithme de traitement numérique du signal qui conduit au calcul des seuils adaptatifs pour la détection automatique des cibles. L'objectif du concept CFAR est de faire en sorte que ces seuils soient immunisés contre toutes variations du bruit et/ou clutter.

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. Les deux variantes du CA-CFAR, qui sont le GO-CFAR et le SO-CFAR ont été proposées pour améliorer la détection dans un environnement non homogène. Les détecteurs OS-CFAR sont proposés pour contourner l'effet de capture. Dans des cas plus complexes, l'environnement non homogène, et présence de cibles multiples, ces détecteurs font cependant preuve de limitation, d'autres méthodes doivent ainsi être envisagées.

Ce travail propose d'étudier et de traiter le problème de la détection CFAR dans un milieu homogène représenté par une distribution gaussienne. Pour cela nous avons choisi d'utiliser les quatre types de détecteurs tels que le CA, GO, SO et OS-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations.

Ce présent mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier donne une introduction aux systèmes Radar, ses différentes composantes, leur principes de fonctionnement ainsi qu'une description de l'équation radar et les paramètres qui influent sur la portée maximale de détection. Nous introduisons aussi quelques notions sur les modèles de distribution statistique et quelques définitions sur les clutters, les cibles et leurs modélisations "Swerling I, II, III, IV, V".

Le deuxième chapitre analyse la théorie de détection Radar et introduit la notion de probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection pour analyser les modèles des cibles de Swerling.

Dans le troisième chapitre, nous avons analysé aussi les performances des détecteurs CA, GO, SO et OS-CFAR dans un clutter d'environnement considéré homogène représenté par une distribution gaussienne et les cibles modélisés par le modèle de Swerling I et une comparaison entre ces différents détecteurs.

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

Rapport-Gratuit.com

Bibliographie

[1] T. Laroussi « Détection Adaptative CFAR De Cibles Chi-Square Corrélées À Plusieurs Degrés De Liberté En Présence De Fouillis Rayleigh Corrèle », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Décembre 2005.

[2] Éditeur : C. Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision : Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 9 Juillet 2011.

Site Internet : Www.Radartutorial.Eu.

[3] S. Meguelati « Cours Radar », 5éme Année Ingénieur, Département Aéronautique, Option Installation, Université De Blida, 2009/2010.

[4] L. Abdou « Application Des Algorithmes Évolutionnaires À L'optimisation Du Seuil De Détection Dans Les Systèmes Distribués CFAR», Thèse De Doctorat, option Électronique, Université De Batna, 08 Avril 2009.

[5] S. Chabbi «Détection Adaptative CFAR à Censure Automatique Basée sur Les Statistiques D'ordre En Milieux Non Gaussiens », Magister en Électronique, Option Traitement du Signal, Université de Constantine, 2008.

[6] C. Villien « Prévision De Trajectoires 3-D En Temps Réel », Thèse De Doctorat, Option Traitement Du Signal, Université Louis Pasteur Strasbourg, 2006.

[7] F. Comblet « Détection, Localisation Et Identification De Cibles Radar Par Imagerie Électromagnétique Bistatique », Thèse De Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 01 décembre 2005.

[8] P. Goy « Détection D'obstacles Et De Cibles De Collision Par Un Radar FMCW Aéroporté », Thèse De Doctorat, Université De Toulouse, Mardi 18 Décembre 2012.

[9] A. Abdeleli « Modélisation D'un Radar Secondaire Pour Un Trafic Aérien », Magister En Électronique, Option Micro-ondes, Université De Batna, 02 Mars 2010.

[10] S. Zine « Contribution De La Télédétection Satellite le Radar Pour Le Suivi Des Paramètres De Surface D'une Zone Sahélienne Agro-pastorale », Thèse De Doctorat, Option Sciences De L'information Géographique, Université De Marne-La-Vallée, Décembre 2004.

[11] N. Nouar «Détection CFAR De Cibles Réparties Dans Un Clutter K-distribué De Paramètres Inconnus», Diplôme De Magister, Option Électronique, Université Constantine, Décembre 2013.

[12] M. Bencheikh « Exploitation Des Propriétés Des Signaux Dans Les Systèmes Radar MIMO Pour La Détection Et La Localisation », Thèse De Doctorat, Option Électronique, Université De Nantes, 4 Juillet 2011.

[13] M. Achbi, A. Abadli «Analyse Des Détecteurs CA OS Et ML-CFAR Dans Un Clutter De Distribution Weibull», Magister En Automatique, Université Biskra, 2007.

[14] E. Jay « Détection En Environnement Non-Gaussien », Thèse De Doctorat, Option Traitement Du Signal, Université De Cergy-Pontoise, Juin 2002.

[15] I. Bongo « Détection De Signaux Radar Et Estimation De Leurs Temps D'arrivée », Thèse De Doctorat, Option Électrique, Université Du Québec, 19 Juin 2000.

[16] F. Pascal «Détection Et Estimation En Environnement Non Gaussien », Thèse Doctorat, Option Traitement Du Signal, Université Paris De Nanterre, 4 Décembre 2006.

[17] J. Neyman, E. S. Pearson «On the problem of the most efficient tests of statistical hypothèses », Philosophical Transaction of the Royal Society of London, Series A, vol. 231, pp.289 –33, 1933.

[18] L. Déjean «Détection De Petites Cibles Marines En Milieu Côtier Par Radar Aéroporté », Thèse De Doctorat, Option Traitement Du Signal Et Télécommunications, Université De Bretagne, 10 Novembre 2009.

[19] F. Pascal «Détection Et Estimation En Environnement Non Gaussien » Thèse De Doctorat, Option Traitement Du Signal, Université Paris De Nanterre, 4 Décembre 2006.

[20] C. Jutten «Détection, Estimation, Information » Cours De Troisième Année Du Département 3i, Options Images Et Signaux Et Automatique, Université Joseph Fourier - Polytech Grenoble, Septembre 2007.

[21] B.R. Mahafza «Radar Systems Analysis and Design Using Matlab», Phd, Colsa Corporation, Huntsville, Alabama, Chapman & Hall/Crc, 2000.

[22] L. Harry «Detection, Estimation, and Modulation Theory», Institute of Technology John Wiley & Sons, 1968.

[23] M. Kolawole «Radar Systems, Peak Detection And Tracking», Phd, Newnes Linacre House, Jordan Hill, 2002.

[24] H. Meziani «Analyse Des Détecteurs Adaptatifs CFAR Dans Un Fouillis De Distribution Pearson», Thèse De Doctorat, Option Traitement Du Signal, Université Mentouri Constantine, 21 Janvier 2009.

[25] B.R. Mahafza, A.Z. Elsherbeni «Matlab Simulations for Radar Systems Design», Crc Press Company, Washington, 2004.

[26] J.V. Difranco, W.L. Rubin «Radar Detection», Artech House, Année 1980.

[27] J.I. Marcum «A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar, Mathematical Appendix», IRE Trans, Vol. IT-6, 1960.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

[28] C. Alioua «Détection Adaptative Cfar Distribuée Utilisant La Logique Floue Et Les Réseaux Neuro-Flous » Thèse De Doctorat, Département D'électronique, Option Traitement Du Signal, Université Mentouri Constantine, 18 Mai 2011.

[29] A. Farrouki « Censure Automatique Dans Les Détecteurs Cfar Basés Sur Les Statistiques D'ordre » Thèse De Doctorat D'état, Université De Constantine, Juin 2005.

[30] L. Abdou « Analyse Des Performancesdes Detecteurs CA, OS Et ML-CFAR dans Un Clutter De Distribution Weibull » Diplôme D'ingénieur D'état En Automatique, Universite Mohamed Khider- Biskra, 2007.

[31] P. Gandhi, S.A. Kassam, «Analysis of CFAR Processors In Non homogeneous background» IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System, 1988.

[32] H. Rohlingn «Radar CFAR Thresholding in Cluttcr And Multiple Target Situations» IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System, 1983.

[33] B.O. Steenson «Detection Performance of A Mean-Level Threshold» IEEE Transactions on Aerospace And Electronic System, 1968.

[34] M. Weiss «Analysis Of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors In Multiple target Situations» IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System, 1982.

[35] V.G. Hansen, J.H. Sawyers « Detectability Loss Due To Greatest Of Selection In A Cell Averaging CFAR» IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System, 1980.

[36] B.O Steenson «Detection Performance Of A Mean-Level Threshold» IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System, 1968.

[37] J.D Moore et N.B. Lawrence «Comparison of two CFAR methods used with square law detection of Swerling I targets » IEEE International Radar Conference, 1980.

[38] G.V. Trunk «Range Resolution Of Targets Using Automatic Detectors», IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 198