Table des matières

Dédicace i

Remerciement ii

Table des matières iii

Liste des tableaux vii

Liste des figures viii

Abréviations et Acronymes xi

Nomenclature xii

Résumé xv

Abstract xvi

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I : Généralités sur les radars

I.1 Historique.....3

I.2 Définition.....4

I.3 Classification des systèmes radar.....5

I.4 Principe de fonctionnement.....8

I.4.1 Calcul de la distance.....9

I.4.2 Calcul de la direction.....10

I.5 Les composantes d'un radar.....11

I.6Modèles statistiques des cibles.....14

I.6.1 Les modèle de fluctuation.....14

I.6.1.1 Swerling I (SWI).....15

I.6.1.2 Swerling II (SWII).....16

I.6.1.3 Swerling III (SWIII).....16

I.6.1.4 SwerlingIV(SWIV).....17

I.6.2 Les ciblesfurtives……17
I.6.2.1 L'avion furtif1….....18
I.6.2.1 Le bateau furtif…….....…….18
I.6.3 Les fouillis (Clutter) et leur modélisation….....19
I.6.3.1 Définition….....19
I.6.3.2 Modélisation statistique….....19
a-Distribution Rayleigh…….....20
b-Distribution Gaussienne (Normal)……..…21
c-Distribution log-normal…….....21
d-Distribution Weibull…….....21
e-Distribution K…….....22
I.7 Conclusion…….....22

Chapitre II : Equation Radar

II.1 Introduction….....23
II.2Equation radar.....23
II.2.1 Portée du radar.....27
II.3Surface équivalente radar….....31
II.3.1 Calcul de la surface équivalente radar……..…….33
II.3.2 Exemples de SER….....33
II.4 Simulation de l'équation radar….....35
II.4.1 L'influence de la variation de la surface équivalente radar σ……....35
II.4.2 l'influence de la puissance d'émission….....…35
II.5 Conclusion…….....36

Chapitre III : Détection Radar

III.1 Introduction.....37
III.2 Théorie de la détection.....37
III.3 Les critères de décision.....39
III.3.1 Critère de Bayes.....40
III.3.2 Critère de Neyman-Pearson.....43
III.4 La détection dans la présence de bruit.....44

III.5 La probabilité de fausse alarme.....45
III.6 La probabilité de détection.....46
III.7 L'intégration cohérente des impulsions.....48
III.8 La détection des cibles fluctuantes.....50
III.8.1 La fonction de densité de probabilité.....50
III.8.2 Choix de seuil.....52
III.9 Calcul la probabilité de détection.....53
III.9.1 Détection des cibles de modèle Swerling V (cibles non fluctuantes)...54
III.9.2 Détection des cibles de modèle Swerling I.....54
III.9.3 Détection des cibles de modèle Swerling II.....55
III.9.4 Détection des cibles de modèle Swerling III.....55
III.9.5 Détection des cibles de modèle Swerling IV.....56
III.10Simulation et résultats.....57

III.11 Conclusion.....60

Chapitre IV: Analyse des détecteurs CFAR

IV.1 Introduction.....61
IV.2 La description du modèle.....61
IV.2.1 Les différents types de détecteurs CFAR.....62
IV.2.1.1 Détecteur CA-CFAR.....62
a. Détecteur GO-CFAR.....63
b. Détecteur SO-CFAR.....64
IV.2.1.2 Détecteur OS-CFAR.....65
IV.2.2 Principe du CFAR.....65
IV.3 Formulation mathematique du probléme.....66
IV.4 Analyse des performances d'un détecteur optimal.....67
IV.5 Methode de mesure de la performance de détecteur.....69
IV.5.1 La méthode classique.....69
IV.5.2 La méthode de seuil moyen.....69
IV.6Analyse performances d'un détecteur optimal.....69
IV.6.1 Analyse de détecteur CA-CFAR.....69

IV.6.2 Calcul de perte de performance de détection.....70
IV.6.2 Résultats de simulations pour le CA-CFAR.....73
IV.6.3 Analyse du détecteur GO-CFAR.....74
IV.6.4 Résultats de simulations pour le GO-CFAR.....75
IV.6.4 Analyse du détecteur SO-CFAR.....76
IV.6.5 Résultats de Simulations de l'analyse de SO-CFAR.....77
IV.7 Comparaison des différents détecteurs CFAR.....79
IV.8 Conclusion.....80

CONCLUSION GENERALE.....82

Bibliographie 83

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Exemple d'environnement gaussien et non gaussien 20

Tableau II.1: Bilan typiques des pertes.....28

Tableau II.2: SER pour différents types de cible.....34

Tableau II.3: Quelques exemples de SER ponctuelles.....34

Tableau IV.1: Constant facteur multiplicatif T et seuil de détection moyen de détecteur CA-CFAR et leseuil de détection moyen de détecteur Optimum.....71

Liste des Figures

Figure I.1 : Classification des systèmes RADAR 6

Figure I.2 : Principe de l'émission du radar 9

Figure I.3 : Génération d'écho 10

Figure I.4 : Calcul de la direction 11

Figure I.5 : Les composantes de radar 11

Figure I.6 : Modèle de fluctuation Swerling I 15

Figure I.7 : Modèle de fluctuation Swerling II 16

Figure I.8 : Modèle de fluctuation Swerling III 16

Figure I.9 : Modèle de fluctuation de Swerling IV 17

Figure I.10 : Avion furtif B-2 18

Figure I.11 : Sea Shadow : le premier bateau furtif 19

Figure II.1 : Densité de puissance omnidirectionnelle 23

Figure II.2: Relation entre les puissances émises et réfléchies 25

Figure II.3: Bruit dans le radar 29

Figure II.4: Diagramme de la surface équivalente rad expérimentaledu Bombardier B–26 à la fréquence 3 GHZ 32

Figure II.5: SNR en fonction de la porté pour différente valeur de σ 35

Figure II.6: SNR en fonction de la porté pour différente valeur de P_e 36

Figure III.1: Détection d'une cible 37

Figure III.2: Les régions de décision 39

Figure III.3:Définition des quantités pour un test binaire 40

Figure III.4:Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil 44

Figure III.5: Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe 46

Figure III.6:Pdf du bruit et du signal plus bruit 48

Figure III.7: Localisation de l'intégrateur cohérent 49

Figure III.8: La probabilité de détection en fonction du SNR,

cas du Swerling type V pour $n_p = 10$.....58

Figure III.9: La probabilité de détection en fonction du SNR,

cas du Swerling type I pour $n_p = 10$.....58

Figure III.10: La probabilité de détection en fonction du SNR,

cas du Swerling type II pour $n_p = 10$.....59

Figure III.11: La probabilité de détection en fonction du SNR,

cas du Swerling type III pour $n_p = 10$.....59

Figure III.12: La probabilité de détection en fonction du SNR,

cas du Swerling type IV pour $n_p = 10$.....60

Figure IV.1: Schéma d'un détecteur CFAR.....61

Figure IV.2: Schéma fonctionnel de détecteur typique de CFAR.....62

Figure IV.3: Le détecteur CA-CFAR.....63

Figure IV.4: Le détecteur GO-CFAR.....64

Figure IV.5: Le détecteur SO-CFAR.....64

Figure IV. 6: Le détecteur OS-CFAR.....65

Figure IV. 7: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur CA-CFAR pour Pfa=10^{-6}et différentes valeurs de N.....73

Rapport-Gratuit.com

Figure IV. 8: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecte CA-CFAR pour Pfa=10⁻et différentes valeurs de N.....74

Figure IV. 9: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour Pfa=10^{-6}et différentes valeurs de N.....75

Figure IV. 10: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de N.....76

Figure IV. 11: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de N.....78

Figure IV. 12: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de N.....78

Figure IV. 13: Comparaison entre les détecteurs CFARP, Pfa=10^{-6}et différentes valeurs de N.....79

Figure IV. 14: Comparaison entre les détecteurs CFARP, Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de N.....80

Abréviations et Acronymes

RADAR**Radio Détection And Ranging**

SER**Surface équivalente radar(RCS)**

CW**Radar à onde continue**

FMCW **Les radars à onde continue modulée en fréquence**

PSR **Radar primaire de surveillance**

SNR**Rapport signal sur bruit**

SMD**Signal Minimum Détectable**

PRF**Fréquence de répétition des impulsions**

Pdf**La fonction de densité de probabilité**

IF**Fréquence Intermédiaire (Intermediary Frequency)**

Mgf**La fonction génératrice des moments**

Cdf**La fonction de distribution cumulative**

ADT**Le seuil moyen(the averagedetection threshold)**

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Nomenclature

D**La distance antenne- cible**

C**La vitesse de lumière**

ΔT**Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible**

T_R**Période de répétition des impulsions**

τ**Durée de l'impulsion**

σ**La surface équivalente de la cible *(RCS)***

$\bar{\sigma}$**La valeur moyenne de *RCS***

b**Paramètre d'échelle**

c **Paramètre de forme**

$\Gamma(.)$**Fonction gamma**

$K_c(.)$**La fonction de Bessel mdifiée**

S_u**Densité de puissance- omnidirectionnel**

P_s**Puissance émise**

R_1**Distance antenne – cible**

R_2**Distance cible - antenne**

S_g**Densité de puissance « directives »**

λ**Longeur d'onde**

G**Gain d'antenne**

P_r**Puissance réfléchie**

S_e**Densité de puissanceau niveau du radar**

P_e**Puissance globale recue par l'antenne**

A_w **Surface apparente de l'antenne**

A**Surface réelle (géométrique) de l'antenne**

K_a **Facteur d'efficacité**

D_{max}**Portée maximale du radar**

F**Facteur de bruit**

S_t**Énergie réttrodiffusée par la cible**

S_r**Énergie reçue par la cible à la distance R**

E_i**Le champ électromagnétique incident**

E_s**Le champ électromagnétique diffusé**

H_0**Hypothèse nulle**

H_1**Hypothèse alternative**

$y(.)$**Signal reçu**

$s(.)$**Signal cible**

$n(.)$**Signal bruit**

R_i**Les régions de décision**

R**L'espace d'observation**

R_0**L'espace d'observation correspondant à l'hypothèse** $\boldsymbol{H_0}$

R_1**L'espace d'observation correspondant à l'hypothèse** $\boldsymbol{H_1}$

$\mathrm{P_r}(H_0), \mathrm{P_r}(H_1)$ **Probabilités a priori cible absente et cible présente**

C_{ij}**Coût équivalent à une pénalisation ou une récompense**

$E(c)$**La fonction de bayes**

(y)**Le rapport de vraisemblance**

η**Seuil de décision**

P_d**La probabilité de détection**

P_{fa}**La probabilité de fausse alarme**

P_m**La probabilité de non détection**

F**Fonction objective**

$\tilde{\lambda}$**Multiplieur de Lagrange**

V_T**Le seuil de détection**

Ψ_n**La variance de la tension de bruit**$\boldsymbol{n(t)}$

n_B**Le nombre d'impulsions retournées**

θ_p**Largeur de bande de l'antenne**

f_r**La fréquence de répétition d'impulssion(PRF)**

θ_s**Le taux de scan de l'antenne**

$E_i(n)$**L'efficacité de l'intégration**

n**Nombre d'impulsions intégrées**

X_i**Les cellules de distance autour de la cellule à l'essai**

T**Un facteur multiplicatif**

Y_0**Le seuil fixé optimale**

P_d^{opt}**La probabilité de détection optimale**

La puissance total de bruit thermique plus clutter d'environnement

$M_Z\ (*)$**La fonction génératrice des moments (mgf)**

Résumé

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diverses applications telles que les radars, les sonars et les systèmes de communications. Le terme RADAR signifie la détection et localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar. Aujourd'hui, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines varies tels que l'aéronautique, militaire, la marine, la météorologie, la circulation automobile…, etc. les échos qui apparaissent sur l'image radar ne sont pas seulement produits par la réflexion des ondes émises a partir des objets durs (bateaux, véhicules, avions,…, etc.),mais certains échos sont produits par des obstacles indésirables (clutter) tels que l'atmosphère, le sol, les nuages, la mer et la surface irrégulière des vagues.

L'objectif principal dans la détection du signal radar est donc la conception d'une structure optimale du récepteur selon certains critères qui sont déterminés par le type d'environnement de détection de la cible. dans ce contexte, le but de ce travail est l'analyse des performances de détection radar pour des milieux homogènes.

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

Abstract

Signal detection is a procedure that can be implemented in various applications such as radar, sonar, and communications systems. The RADAR term means détection and remote location of an object (target) from the backscattered signal (echo) by the radar system. Today's radars cover a broad range of varied disciplines in areas such as aerospace, military, marine, meteorology, traffic ... etc…Echoes that appear on the radar image are not only produced by the reflection of waves emitted from hard objects (boats, vehicles, planes, ..., etc.),but some echoes are produced by unwanted obstacles (clutter) such the atmosphere, soil, clouds, the sea and the irregular surface waves.

The main objective in the detection of radar signal is the design of an optimal receiver based on criteria that are determined by the type of environment of target detection. In this context, the aim of this work is performance analysis of radar detection for homogeneous environment.

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

Introduction Générale

introduction générale

Introduction générale

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diversesapplications telles que les radars, les sonars, et les systèmes de communications. Le termeRADAR est l'acronyme de RAdio Detection And Ranging,qui signifie la détection et lalocalisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar.

Aujourd'hui, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines variés telsque le militaire, l'aéronautique, la marine, la météorologie, …, etc. Les échos qui apparaissent surl'image radar ne sont pas seulement produits par la réflexion des ondes émises à partir des objetsdurs (bateaux, véhicules, avions, …, etc.) mais certains échos sont produits par des obstaclesindésirables (clutter) tels que, l'atmosphère, le sol, les nuages, la mer, la surface irrégulière desvagues, en particulier par la crête des vagues lorsque l'échelle radar sélectionnée est petite, …,etc. En pratique, le signal réfléchi par un objet est noyé dans le clutter et le bruit thermique et leproblème se ramène donc à la détection d'une cible dans un environnement non stationnaire. Lespremiers radars acheminaient les informations (portée-azimut et portée-Doppler) directement versun écran de visualisation. Le clutter, le bruit et les variations d'amplitude du signal de la cibleétaient tous visualisés simultanément. Aujourd'hui, par opposition à la détection visuelle, lessystèmes modernes basés sur des algorithmes de traitement numérique des signaux radar fontde la détection et de la poursuite automatique des cibles.

L'objectif principal dans la détection du signal radar est donc la conception d'une structureoptimale du récepteur selon certains critères qui sont déterminés par le type d'environnement dedétection de la cible. En réalité, les modèles statistiques des signaux reçus ne sont pasdisponibles a priori mais peuvent changer avec le temps. Dans le problème de détection desobjets dans un bruit statistiquement non-stationnaire, la détection classique avec un seuil fixe nepeut être utilisée car la probabilité de fausse alarme ($\boldsymbol{P_{fa}}$) est affectée par la puissance de celle-ci.Cependant, une nouvelle procédure CFAR (Constant False Alarm Rate) adoptée dans les annéessoixante a été considérée comme une technique adaptative de traitement numérique des échosradar pour la détection automatique des cibles. En outre, le contrôle en temps réel du taux defausse alarme est assuré par l'algorithme CFAR en dépit des variations aléatoires des paramètresdu clutter et/ou en présence des cibles interférentes. Dans les détecteurs CFAR, l'algorithme duseuil 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 quipermet 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 par une présentation généraledes systèmes radar, leurs caractéristiques, les différents types et principes de fonctionnement avec quelques notions sur les modèles de distribution statistique et quelques définitions sur les clutters, l'environnement (homogène, non homogène), cible et leurs modélisations (Swerling I, II …). le deuxième chapitre est consacré à l'analyse de l'équation radar et les paramètres qui influent sur la portée maximale de détection. Le chapitre III est considéré comme un chapitre préliminaire pour le quatrième chapitre, on met en évidence la définition de la probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$, probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$, et l'analyse les modèles de Swerling. Pour le chapitre IV nous proposons de traiter le problème de la détection, à l'aide de programmes MATLAB, dans un environnementhomogène avec la présence de clutters distribué de façon homogène pour trois types de détecteurs le CA, GO et l'OS-CFAR et nous proposons aussi d'établir une comparaison entre les performances de détection des trois détecteurs. Enfin, on termine notre travail par une conclusion générale ainsi que des perspectives.

Rapport-Gratuit.com

ChapitreI

Généralités sur les radars

chapitre1

I.1 Historique

Il serait vain de chercher à attribuer l'invention du Radar à un savant en particulier, ou à une nation unique. On doit plutôt considérer le « Radar » comme le résultat de l'accumulation de nombreuses recherches menées antérieurement, et aux-quelles les scientifiques de plusieurs pays ont parallèlement participé. Au fil de cette histoire il existe néanmoins des points de repère qui correspondent à la découverte de quelques grands principes de base ou à des inventions importantes[1]:

En **1865**, le physicien anglais James Clerk Maxwell développe sa théorie de la lumièreélectromagnétique (Description de l'onde électromagnétique et de sa propagation) et en **1886**, lephysicien allemand Heinrich Rudolf Hertz démontra l'existence physique des ondesélectromagnétiques qui confirment ainsi la théorie de Maxwell.

En **1904**, le technicien allemand spécialiste des ondeshertziennes, Christian Hülsmeyer, invente le «Telemobiloskop»,appareil de prévention des collisions en mer. Il mesure le tempsde parcours de l'onde électromagnétique, sur le trajet aller-retour,entre l'antenne et un objet métallique (navire). Un calculde la distance est donc possible. Il s'agit du premier testpratique d'un appareil qui suit les principes de ce que sera leradar plus tard. Hülsmeyer dépose un brevet de son inventionen Allemagne, en France et au Royaume-Uni.

En **1921**, Albert Wallace Hull développe un oscillateur à hautrendement, le magnétron, qui servira plus tard comme sourcede l'onde radar.

En **1922**, A. H. Taylor et L. C. Young, du Naval ResearchLaboratory (USA), détectent pour la première fois un navire enbois dans une expérience assez similaire à celle de Hülsmeyer.

En**1930**, L. A. Hyland, égalementdu Naval Research Laboratory, réalise la première détection d'un aéronef.

En **1934**, faisant suite à une étude systématique du magnétron, des essais sur des systèmes dedétection par ondes courtes sont menés en France par la CSF (16 et 80 cm de longueur d'onde)selon les principes de Nicolas Tesla. Un brevet est déposé (brevet français n° 788795). Le premieréquipa en **1934** le cargo Orégon, suivi en **1935** par celui du paquebot Normandie.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

En **1935**, faisant suite à un brevet déposé par Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » duradar) (brevet anglais GB593017), le premier réseau deradars est commandé par les Britanniques et portera le nomde code Chain Home. En **1936**, Metcalf et Hahndéveloppent le klystron. Utilisé comme amplificateur ouoscillateur, il sera un autre équipement important du radar.

Différents équipements radar sont développés aux USA, en Russie, en Allemagne, en France et au Japon, accélérées par la montée en puissance vers une guerre qui semble inévitable, et par le développement général de l'arme aérienne. Les recherches dans le domaine de la technologie radar génèrent des avancées techniques significatives durant la seconde guerre mondiale. Pendant la guerre froide, des radars sont déployés en grande quantité de part et d'autre du «rideau de fer», et en particulier le long des frontières allemandes.

D'autre part, le radar fait son apparition dans le domaine civil après le conflit. En premier, c'est le domaine de l'aviation civile qui en est équipée, permettant un rapide développement du contrôle aérien. Il se répand ensuite dans des domaines aussi divers que la détection des précipitations en météorologie, l'étude des planètes en astronomie, le contrôle de la vitesse sur les routes et la détection des artefacts archéologiques dans le sol.

I.2 Définition

Cet équipement de détection et de localisation s'est appelé successivement détection électromagnétique (France), Radio Location(Grande-Bretagne) et enfin RADAR (non du projet secret aux Etats-Unis, vulgarisé en 1945).

Le sigle**RADAR** signifie :**Ra**dio**o**pour électromagnétique.

Détection

And

Rangingpour localisation.

- **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*, *Vitesseradiale*.

Le RADAR est donc un instrument d'*alerte* (détection) et de *mesure* (localisation). Dans cette deuxièmefonction, 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.

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.

➢ **Cible**

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[2].

I.3 Classification des systèmes radar

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[3].

I.3.1 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 utilisées pour cartographier la terre, les autres planètes, les astéroïdes, etc. 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 diffusomètres puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé.

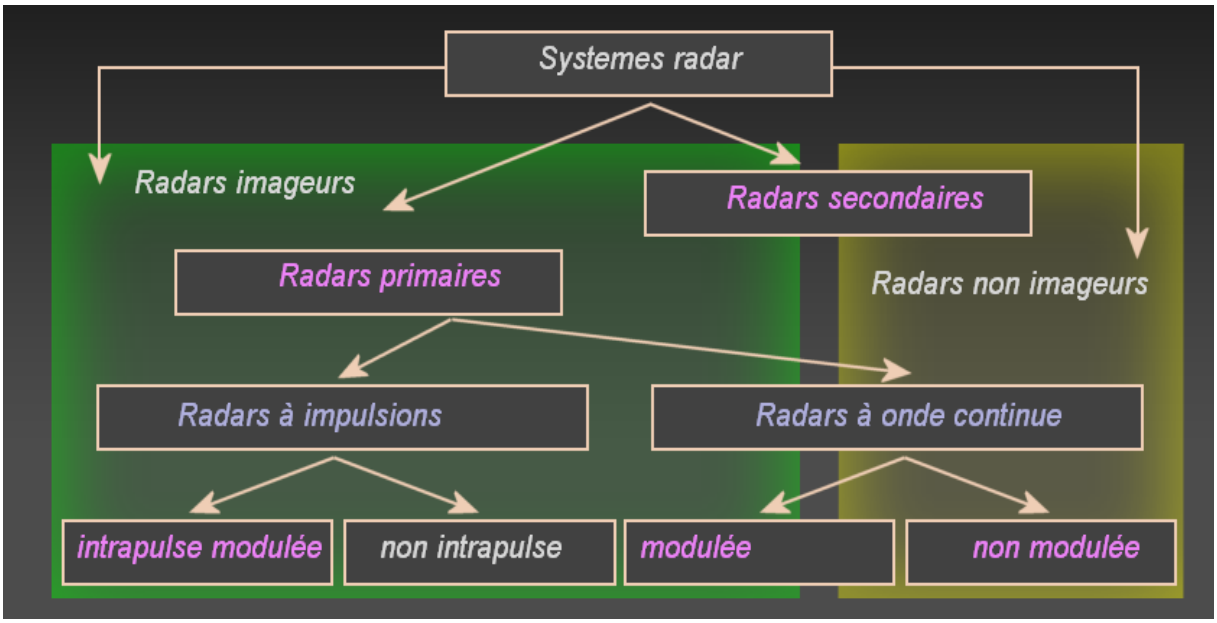


Figure I .1 : Classification des systèmes RADAR.

I.3.2Radars primaires

Un radar primaire (primary surveillance radar ou PSR en anglais) émet des impulsions hyperfréquences à l'aide d'une antenne, les impulsions sont partiellement réfléchies par l'objet volant et reviennent à l'antenne. Un récepteur mesure le temps entre l'émission et le retour des impulsions. Cette durée et la direction de l'impulsion permettant de calculer la position de l'objet volant.

Il existe aujourd'hui des radars primaires avec déterminations de la position en deux dimensions (2D) (distance et azimut) ou en trois dimensions (3D) (distance, azimut, altitude). Les radars primaires permettant de détecter et de suivre dans l'espace aérien surveillé tous les objets qui réfléchissent suffisamment les ondes radars (y compris les phénomènes météorologiques, les vols d'oiseaux, les échos de sol, etc....).

I.3.3Radars à impulsions

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance, puis il attend l'écho du signal transmis pendant un certain temps avant qu'elle ne transmette une nouvelle impulsion.

Radar à impulsions est généralement utilisé lorsque cela est nécessaire pour détecter des cibles au sein d'un certain volume de l'espace et de déterminer la distance et le relèvement et dans certains cas, la vitesse de chaque cible. Le système de radar pulsé nécessitent généralement l'émission de grandes puissances et peut-être très complexe et coûteuse.

I.3.4Radars à onde continue

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

Les radars à ondes entretenues émettent sans interruption un signalhyperfréquence. 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 :

- **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 non modulé 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).

- **Radars à onde continue Modulée**

L'inconvénient des radars CW est leur incapacité à mesurer des distances, puisqu'ils ne produisent pas les impulsions servant de"tops d'horloge". La variation de la fréquence émise apporte une solution à ce problème. Dans cette méthode, la variation permanente du signal émis autour d'une fréquence fixe de référence est utilisée pour détecter des cibles fixes. Lorsqu'un écho est reçu par le radar, la fréquence du signal réfléchi par la cible peut être

mesurée. En se référant à l'instant où la même valeur de fréquence a été émise, il devient possible de mesurer le temps entre l'émission et la réception de cette fréquence, donc la distance radar-cible, comme pour un radar à impulsions. Comme il est généralement difficile d'émettre “proprement” des fréquences aléatoires, les radars à onde continue modulée en fréquence (FMCW) font varier progressivement la fréquence de leur signal au rythme de rampes ascendantes et descendantes.

Ce type d'équipement est souvent utilisé comme „radio-altimètre”. Le radio-altimètre est utilisé pour mesurer la hauteur exacte d'un avion durant la phase d'atterrissage.

I.3.5Radars 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 traite. 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.4Principe 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 [4,5]. 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 de cibles,également être effectuée, par l’analyse des échos et leurs variations dans le temps.

Un système radar est composé généralement d’un ensemble de sous-systèmes, représentant ainsi ses constituants majeurs, dans le but de contrôler ses capacitésopérationnelles. Les

principaux sous-systèmes radars sont, l'antenne, l'émetteur, le récepteur et le traitement de signal. Le récepteur prépare les échos radar pour le traitement du signal par amplification et conversion de fréquence, l'extraction des informations de cible est effectuée par le bloc de traitement du signal. Ce dernier peut être intégré avec le récepteur, mais il est usuellement considéré comme un sous-système séparé et spécialement lorsqu'il est implanté d'une façon numérique.

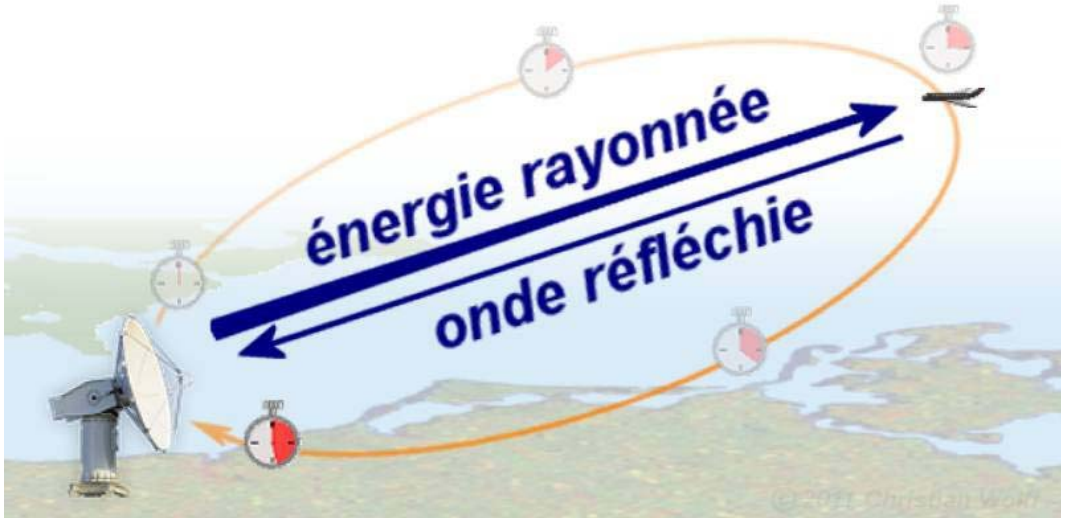


Figure I.2: Principe de l'émission du radar.

I.4.1 Calcul de la distance

La mesure de la distance à un objet est faite d'une façon a émettre une courte impulsion de signal radio, et de mesurer le temps d'aller-retour de l'onde émise. La distance est la moitié du temps de retour de l'onde (car le signal doit aller à la cible puis revenir) multipliée par la vitesse du signal (qui est proche de la vitesse de la lumière dans le vide si le milieu traversé est l'atmosphère)[6].

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

$\boldsymbol{D}$: la distance antenne- cible[m].

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

Le signal reçu aura la même forme que le signal émis mais il sera très faible et toujoursaccompagné 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 amimaladroit).

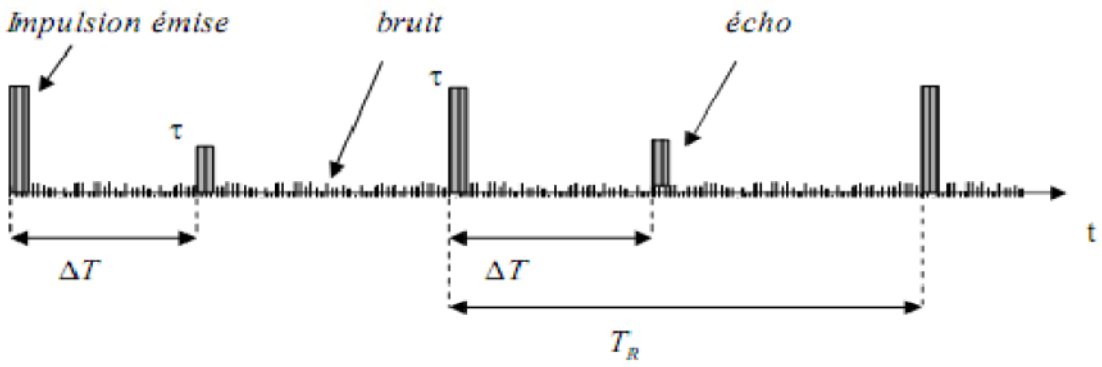


Figure I.3: Génération d'écho.

$\boldsymbol{T_R}$: Période de répétition des impulsions.

$\boldsymbol{\tau}$: Durée de l'impulsion.

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

I.4.2 Calcul de la direction

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

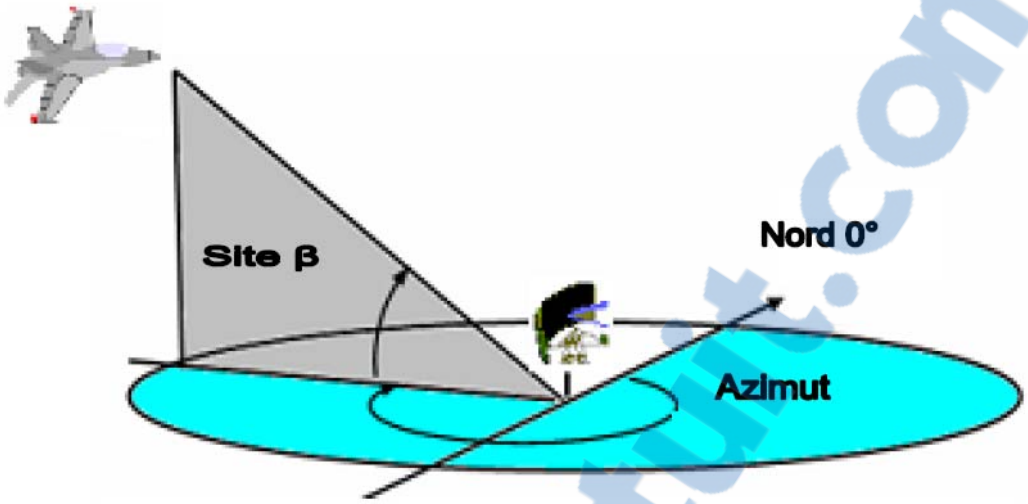


Figure I.4 : Calcul de la direction.

L'azimut d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord et celle de la ligne directe antenne cible comme il est indiqué sur la figure I.4 . Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord.

I.5Les Composantes d'un radar

Le schéma ci-dessous I.5illustre les différentes composantes d'un radar[5].

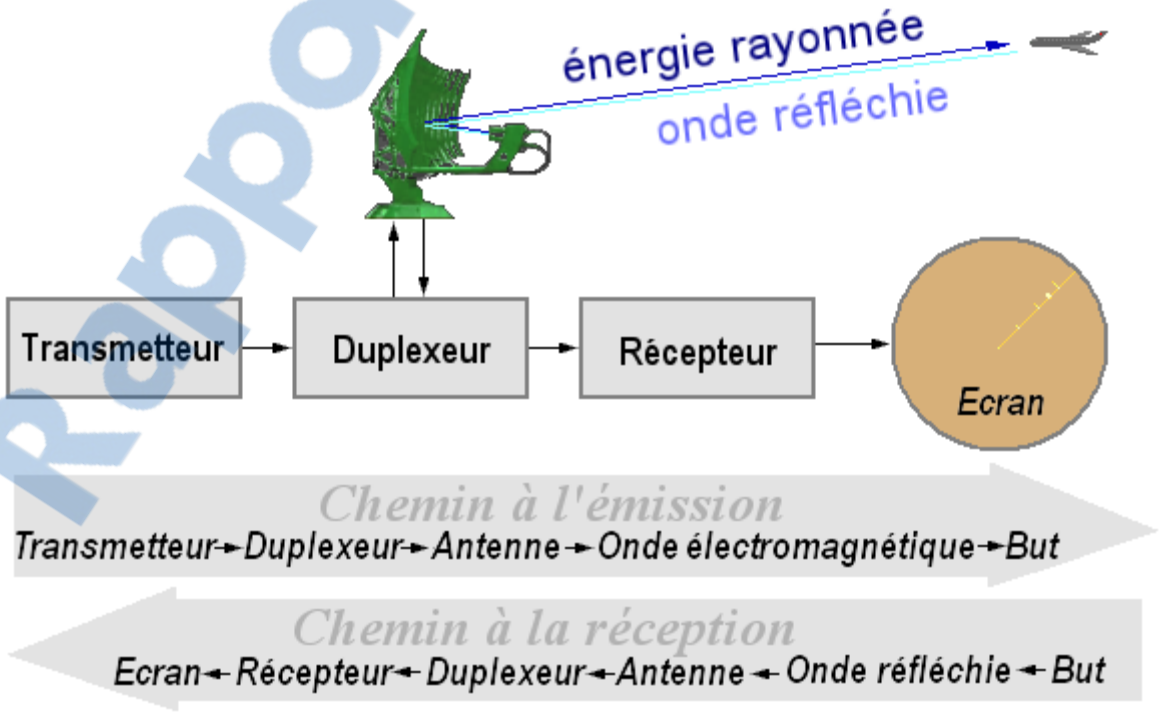


Figure I.5 :les composantes de radar.

Rapport-Gratuit.com

I.5.1 Le transmetteur

Le transmetteur(L'émetteur), site du radar, est un appareil électronique qui génère une impulsion électromagnétique de la gamme des ondes radio qui sera envoyée à l'antenne pour diffusion. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur.

- L'**oscillateur permanent** basé sur la technologie des tubes à cavité résonnante, il peut être un klystron qui a une fréquence très stable, un magnétron dont la fréquence varie dans le temps, ou d'autres types d'oscillateurs à état solide.
- Le **modulateur** (**générateur d'impulsions**) constitue la partie active de l'émetteur. C'est un circuit électronique qui permet de fractionner l'onde continue produite par l'oscillateur en impulsions. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar. Un radar émet de 500 à 3000 impulsions par seconde et chaque impulsion a une durée τ=0,1 à 0,5µs. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des impulsions, en fonction de la zone à couvrir.Des impulsions plus courtes produisent une image plus nette mais demande un rythme d'émission plus rapide.

I.5.2 Le duplexeur

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

I.5.3 L'Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar. 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.

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception.

I.5.4 Le Récepteur

Le récepteur est l'élément le plus délicat et souvent le plus complexe du radar,il reçoit les échos de retour qui ont été perçus par l'antenne. Il transforme le signal à haute fréquence du faisceau en un signal modulé de fréquence intermédiaire (FI) qui contient l'information des échos, l'amplifie et le transmet ensuite au système de traitement du circuit radar qui en retirera ensuite les cibles d'intérêt.
Le récepteur idéal doit :

- Amplifier les signaux reçus sans y ajouter de bruit de fond ou Distorsion.
- Optimiser la probabilité de détection de signaux grâce à une bande passante adaptée.
- Avoir une large plage d'intensités qu'il peut traiter sans Saturation.
- Rejeter les signaux d'interférence pour optimiser l'extraction de l'information.

I.5.5 Un étage de 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.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

I.6 modèles statistiques des cibles

Une cible se comporte donc comme une antenne de forme complexe. Elle intercepte une part de l'énergie dans la quelle 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 suffisammentpuissant. 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 passuffisants. En effet, une petite cible très réfléchissante peut fort bien renvoyer un échosupérieur à celui d'une cible plus importante mais dont le pouvoir de réflexion est faible.

Dans la théorie de la décision statistique, une cible peut être caractérisée par un signalécho dont l'amplitude ou le **SER**est inconnu et non fluctuant, aléatoire et suivant une loi Rayleigh ou alors aléatoire[7.5].

I.6.1 Les modèles de fluctuations

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'arrivé).
En premier lieu, ces variations apparaissent en des changements de l'aspect de la cible vis-à-vis du radar et il 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 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)[8].

- ***Cible lentement fluctuante :*** L'écho de cible ne change pas pendant l'émission des $\boldsymbol{n_p}$impulsions. (Par conséquent, les échantillons reçus sont les mêmes pour toutes les impulsions; il s'agit d'une seule réalisation d'une même variable aléatoire.

- ***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.

Généralement, les modèles de *Swerling* sont les modèles les plus utilisés pour représenter les fluctuations des cibles.*Swerling*a observé et classifié les cibles selon les fluctuations en cinq modèles statistiques appelés *Swerling0*ou *V* (modèle non-fluctuant), *Swerling I*, *II*, *III* et *IV*(modèles fluctuants).

I.6.1.1 Swerling I (SWI)

Dans ce cas, la puissance du signal retournée par impulsion sur n'importe quel scan est supposée être constante, mais ces échos d'impulsions sont indépendantes (non-corrélés) d'un scan à un autre. Le signal retourné pour ce modèle est une simple variable aléatoire indépendante, de distribution Rayleigh donnée par[6] :

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} exp \frac{-\sigma}{\bar{\sigma}} \qquad \sigma \geq 0 \text{(I.2)}$$

$\boldsymbol{\sigma}$: Est la surface équivalente de la cible (RCS).

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

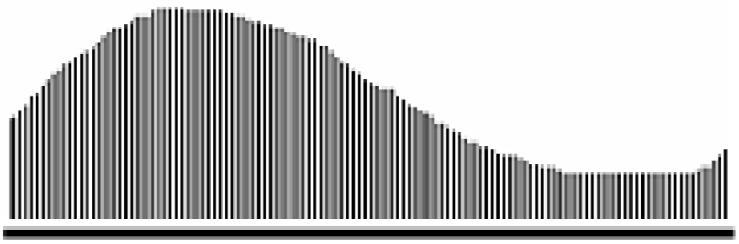


Figure I.6 : Modèle de fluctuation Swerling I.

I.6.1.2 Swerling II (SWII)

Ici, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas 1, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre, où la fonction de densité de probabilité suit la même loi de l'équation (I. 2).

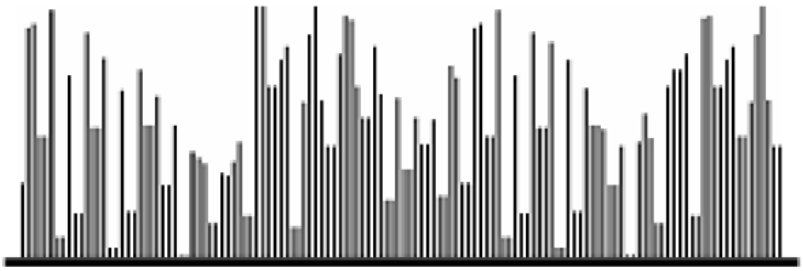


Figure I.7 : Modèle de fluctuation Swerling II.

I.6.1.3 Swerling III (SWIII)

Les fluctuations sont indépendantes d'un scan à un scan comme pour le premier cas, mais la fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} exp \frac{-2\sigma}{\bar{\sigma}} \quad \text{(I.3)}$$

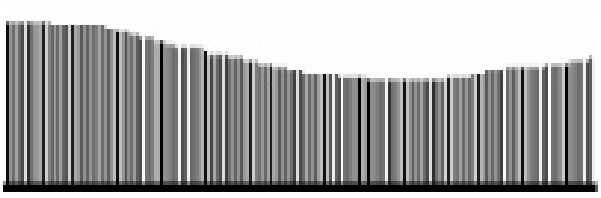


Figure I.8 : Modèle de fluctuation Swerling III.

I.6.1.4 Swerling IV(SWIV)

comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (pulse to pulse) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre.
La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (I. 3).

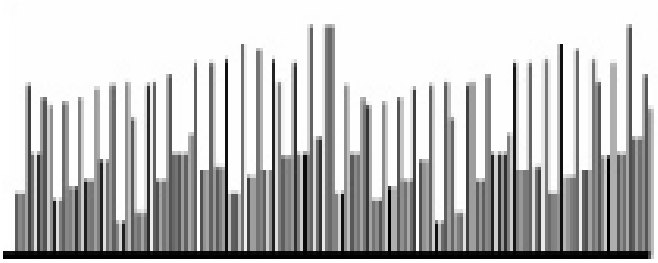


Figure I.9 : Modèle de fluctuation de Swerling IV.

Dans le cas 1 et 2 on suppose que les cibles se composent de plusieurs réflecteurs élémentaires indépendants. En théorie, ce nombre tend vers l'infinie.Ce modèle est utilisé pour représenter les fluctuations des échos d'avions et la réflexion sur la plupart des terrains.
Par contre les densités de probabilité des cas 3 et 4 sont utilisées pour modéliser des cibles composées d'un réflecteur dominant constant et des petits réflecteurs indépendants à cette situation.
Les cibles non fluctuées sont présentées pour le cas *Swerling V*ou *Swerling 0*. Dans ce type de cibles, l'amplitude du signal reçus est supposée inconnue, il n'y a aucune fluctuation d'amplitude [9].

I.6.2 Les cibles furtives

La furtivité dans l'aéronautique a été crée dans le contexte de la première guerre mondiale. Elle consistait à peindre l'aéronef avec des couleurs lui permettant comme un caméléon de se dissimuler dans le paysage. Ainsi ils pouvaient déjouer la vue des sentinelles qui guettaient l'apparition d'avions dans le ciel. Cependant, au cours de la seconde guerre mondiale, avec l'évolution des besoins militaires, le Radar a été mis au point pour permettre de détecter un aéronef dans l'espace aérien par des moyens technologiques modernes. Cette invention engendra le besoin de créer des avions indétectables par ces derniers[8].

La furtivité est l'art pour un objet de ne pas être détecté sur un écran RADAR. Ici nous prendrons l'exemple de l'avion furtif, qui se confond avec les échos et le réfléchissements naturel d'ondes. L'avion doit avoir une surface équivalente radar (ou **SER**),exprimée en m^2ou en db/m^2, la plus petite possible. La **SER** d'une cible (ici un avion) quantifie le pouvoir réflecteur de cet objet quand il reçoit un signal RADAR (onde électromagnétique). Plus précisément, La grandeur qui caractérise le degré de réflectivité d'une cible soumise à un champ électromagnétique est appelée **SER**. En d'autres thermes, c'est la capacité d'un avion à être plus ou moins détecté.

I.6.2.1 L'avion furtif

Un avion furtif possède donc une forme très différente de celle des autres aéronefs:il sera composé de multiples facettes - des surfaces planes orientées en un angle précis,qui renverront les ondes radar dans une autre direction que celle de l'émetteur- et ses bords seront arrondis. Dans ce dernier cas, l'énergie provenant de l'onde radar,en percutant ces bords,sera diffusée dans tous les sens,ce qui aura pour conséquence de diffuser l'énergie de l'onde dans tous les sens.Ainsi l'onde qui reviendra vers l'émetteur ne sera qu'une faible fraction du signal initial non visible .

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

Figure I.10 : Avion furtif B-2.

I.6.2.1 Le bateau furtif

La caractéristique de ce type de bateau est sa surface qui est constitué de plusieurs angles différents. Ce sont ces angles qui vont réfléchir les signaux radars vers le bas ou vers les côtés à la place de les renvoyer à l'avant. C'est ainsi que le bateau peut se rendre pratiquement

invisible. Ces engins sont également enduits d'une peinture spéciale qui absorbe les signaux radar et ne les réfléchit pas.

Figure I.11 : Sea Shadow : le premier bateau furtif.

I.6.3 Les fouillis(Clutter) et leur modélisation

I.6.3.1 Définition

Le fouillis radar est un terme qui ce réfère à tous les objets qui causent les reflets indésirables de l'énergie électromagnétique d'un radar à retourner vers le récepteur radar. Les réflexions non désirés provoquent un effet d'écrans sur les l'alertes d'intérêt, ce qui rend la détection de cibles plus difficile.

Le fouillis est constitue soit d'échos atmosphériques soit d'échos situes a la surface de notre planète. Il s'avère particulièrement indispensable de connaître la distribution du fouillis pour établir le seuil de détection. Cette distribution dépend de la nature du fouillis ainsi que la résolution du RADAR. Nous distinguons généralement deux types de fouillis : le fouillis de surface et le fouillis de volume. Le fouillis de surface est celui qui provient des échos de la mer et de la terre alors que le clutter de volume est du aux phénomènes atmosphériques.

I.6.3.2 Modélisation statistique

La modélisation du clutter dépend de l'application radar en question. En effet, dans les radars à basse résolution, la largeur d'impulsion est supérieure à$0.5\mu s$. Si de plus la détection se fait à des angles d'incidence supérieurs à *5* degrés, le clutter de surface peut être modélisé par une distribution Gaussienne de moyenne nulle et de variance constante (*clutter uniforme*).

En revanche, dans certains environnements, l'utilisation d'un radar haute résolution s'avère indubitable (*largeur d'impulsion inférieure à 0.5 µs*) Pour ce cas, les données expérimentales correspondant à ce type de clutter ont montre qu'elles obéissent à une distribution présentant une queue plus étalée ou lourd que celle de la Gaussienne. De ce fait, pour détecter des cibles dans ce type de clutter, il est nécessaire de modéliser l'environnement par des distributions non-Gaussiennes. Dans la littérature radar, les modèles statistiques pouvant se substituer a l'absence d'un clutter Gaussien sont les distributions Weibull, log-normal et *K*. Pour ce faire, le tableau I.1 résume quelques cas de clutter non-Gaussien.

Tableau I.1 : exemple d'environnement gaussien et non gaussien.

Type de Radar	Largeur d'impulsion τ (µs)	Terre ou mer	Bande de fréquence	Angle d'incidence (degrés)	Modélisation du clutter
Basse résolution	2	Montagnes Rocheuses	S	≥ 5 <5	Gaussienne Weibull
Basse résolution	3	Collines Boisées	L	0.5°	Log-normal et Weibull
Haute résolution	0.17	Forêt	X	0.7°	Log-normal et Weibull
Haute Résolution	0.17	Terre cultivée	X	0.7°-0.5°	Log-normal et Weibull
Haute Résolution	0.2	Mer : Etat 1	X	4.7°	Log-normal et Weibull et K
Haute Résolution	0.1	Mer : Etat 2	K_v (12-18GHz)	1.0°-30.0°	Log-normal et Weibull K

a- Distribution Rayleigh

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

$$f_X(x) = \frac{x}{b} exp\left(\frac{-x^2}{2b}\right),\ x > 0 \quad \text{(I.4)}$$

b: paramètre d'échelle.

b-Distribution Gaussienne (Normal)

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

La distribution normal est donné comme suit:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} exp - \frac{1}{2}(\frac{x-\mu}{\sigma})^2, x > 0 \text{(I.5)}$$

Le $\boldsymbol{\mu}$ est la moyenne ou les attentes (emplacement de la créte) et $\boldsymbol{\sigma^2}$ est la variance.sigma est connu sous le non écart-type.

c- Distribution log-normal

La distribution *log-normal* a été développée dans le but d'être appliquée dans une grande variété de situations réelles de clutter de mer et de terre a faible angle d'incidence et dans les radars à haute résolution. C'est une loi de distribution dont le logarithme est normalement distribué.

La distribution log-normal est donnée comme suit:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma x} exp\,[-\frac{(ln(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}] \text{(I.6)}$$

Où $\boldsymbol{\mu}$est la moyenne de $\boldsymbol{ln}$ $(\boldsymbol{x})$dont la variance est $\boldsymbol{\sigma^2}$.

d- Distribution Weibull

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

$$f_X(x) = \frac{c}{b}\left(\frac{x}{b}\right)^{c-1} exp[-(\frac{x}{b})^c] \text{(I.7)}$$

$$x > 0, c > 0, b > 0$$

***b*:**paramètre d'échelle.

c: paramètre de forme.

e- Distribution K

ce modéle est capable de modiliser aussi bien le clutter de sol que le clutter de mar .la variable aléatoire X à une fonction densité de probabilité définie par:

$$f_X(x) = \frac{4}{b\Gamma(c)}\left(\frac{x}{b}\right)^c K_{C-1}\left(\frac{2x}{b}\right), x > 0 \quad \text{(I.8)}$$

b: paramètre d'échelle.

c: paramètre de forme.

Γ:fonction gamma.

$\boldsymbol{K_c(.)}$:la fonction de Bessel mdifiée.

I.7 Conclusion

Le premier chapitre concerne les généralités sur les systèmes radar, tel que l'histoire et le définition de radar avec le principe de fonctionnement et différentes parties des radars primaires et secondaires, dans ce chapitre on donne quelques définitions et la classification de différents types de radar avec leur utilisation. Dans la deuxième partie de ce chapitrenous décrivons les modèles statistiques des cibles et lesdifficultés liées à la furtivité, la fluctuation des cibles et la présence du clutter.

ChapitreII

Equation radar

chapitre2

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

II.1 Introduction

La principale performance attendue d'un radar est sa portée ou distance maximale au delà de laquelle le rapport signal sur bruit est suffisant pour détecter un objet de surface équivalente donnée avec une probabilité donnée. Si la portée dépend de la nature de la cible, elle dépend aussi de l'environnement naturel et artificiel dans lequel s'effectue la détection.

Ce chapitre port sur l'étude de l'équation Radar et l'influence de la surface équivalente et la puissance d'émission sur celle-ci.

II.2Equation radar

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

Nous supposerons que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir de quelconque perturbation.Lorsque l'énergie haute fréquence est rayonnée à partir d'une antenne isotrope, elle se propage de façon uniforme dans toutes les directions.les zones d'égales densité de puissance forment donc des surfaces sphériques ($\boldsymbol{A} = \boldsymbol{4.\pi.R^2}$)concentriques autour de l'antenne. Lorsque le rayon de la sphère augmente, une même quantité d'énergie est diffusée sur plus des surface sphérique. Cela revient à dire que la densité de puissance, dans une direction donnée, diminue lorsque la distance de l'émetteur augmente[1,10,11].

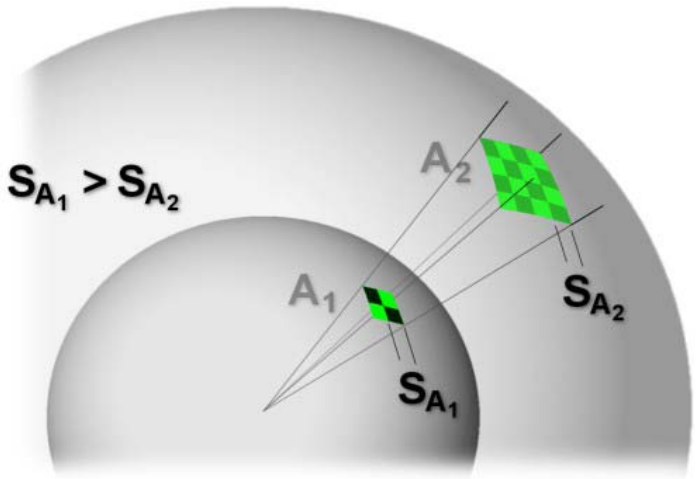


Figure II.1 : Densité de puissance omnidirectionnelle.

La formule suivante permet de calculer la densité de puissance pour une aérienneomnidirectionnelle:

$$S_u = \frac{P_S}{4\pi {R_1}^2} \text{(II.1)}$$

$\boldsymbol{S_u}$= densité de puissance «omnidirectionnelle» [w/m^2]

$\boldsymbol{P_s}$ = puissance émise [w]

$\boldsymbol{R_1}$ = distance antenne – cible [m]

Si l'antenne n'émet que sur une portion de la surface (pour une puissance d'émission constante), la densité de puissance augmente dans la direction de l'émission, Cette caractéristique est appelée gain d'antenne, ce gain est du à la "concentration" de la puissance émise dans une seul direction.

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

$$S_g = S_u . G \text{(II.2)}$$

$\boldsymbol{S_g}$= densité de puissance « directives » [w/m^2]

$\boldsymbol{S_u}$= densité de puissance « omnidirectionnel » [w/m^2]

$\boldsymbol{G}$= gain d'antenne

Evidemment,dansla réalité les antennes des radarsne sont pas des antennes isotropes n'émettant que dans un secteur limité.Elles génèrent un lobe étroit et un gain pouvant aller jusqu'à*30* en *40 dB*(ex.antenne parabolique..).

La détection d'une cible ne dépend pas uniquement de la densité de puissance à sa position,elle dépend également de la partie de l'énergie réfléchie par la cible qui est renvoyée vers l'antenne du radar.Afin de déterminer la valeur de cette puissance réfléchie "utile",il est nécessaire de connaitre la surface équivalente radar $\boldsymbol{\sigma}$ de lacible,cette valeur difficile à appréhender dépend de plusieurs paramétres.Dans un premier temps,il est relativement logique de considérer que plus la surface éclairée par le signal est grande,plus la puissance réfléchie est importante.cela se traduit par exemple de la maniére suivante :Un **Jumbo jet** présente une surface équivalente radar plus grande qu'un avion de tourisme dans la

mémeconfiguration de vol. Au-delà des considérations de taille,la capacité d'un objet réfléchir les ondes dépend se sa forme,de la composition de sasurface et de la nature matériaux utilisés.

Reprenons donc toute notre démonstration lorsqu'elle atteint sa déstination finale,la puissance réfléchie $\boldsymbol{P_r}$ découle de la densité de puissance $\boldsymbol{S_u}$, gain d'antenne $\boldsymbol{G}$ et de très fluctuante surface équivalente radar $\boldsymbol{\sigma}$:

$$P_r = \frac{P_S}{4\pi {R_1}^2} . G . \sigma \quad \text{(II.3)}$$

$\boldsymbol{P_r}$=puissance réfléchie [w]

$\boldsymbol{P_s}$= puissance émise [w]

$\boldsymbol{\sigma}$= surface équivalente radar [m^2]

$\boldsymbol{R_1}$= distance antenne - cible [m]

D'une facon simplifiée nous pouvons considérer la cible comme un émetteur (du signal réfléchi). La puissance réfléchie $\boldsymbol{P_r}$est donc assimilable à une puissance émise (par la cible).Comme les conditions de propagation du signal sont identiques sur le trajet aller et sur le trajet retour,nous pouvons réutiliser la formule (II.1) pour déterminer la densité de puissance $\boldsymbol{S_e}$atteignant l'emplacement de l'antenne du radar :

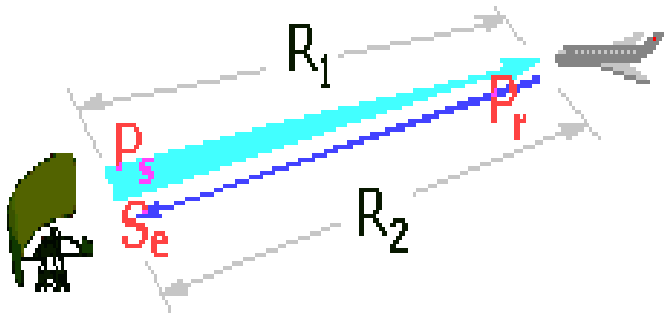


Figure II.2: Relation entre les puissances émises et réfléchies.

$$S_e = \frac{P_r}{4\pi {R_2}^2} \quad \text{(II.4)}$$

$\boldsymbol{S_e}$= densité de puissance au niveau du radar [w/m^2]

$\boldsymbol{P_r}$= puissance réfléchie [w]

$\boldsymbol{R_2}$=distance cible - antenne [m]

L'énergie globale reçue par l'antenne$\boldsymbol{P_e}$(c'est à dire la"qualité de densité de puissance "captée par l'antenne)dépend de la surface apparente de l'antenne$\boldsymbol{A_w}$.

$P_e = S_e . A_w$(II.5)

$\boldsymbol{P_e}$= puissance globale recue par l'antenne [w]

$\boldsymbol{A_w}$= surface apparente de l'antenne [m^2]

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

Nous pouvons donc définir la surface apparente par :

$A_w = A . K_a$(II.6)

$\boldsymbol{A_w}$**=**surface apparente de l'antenne [m^2]

$\boldsymbol{A}$**=**surface réelle (géométrique) de l'antenne [m^2]

$\boldsymbol{K_a}$**=** facteur d'efficacité

Le calcul de la puissance captée par l'antenne $\boldsymbol{P_e}$peut donc s'effectuer ainsi :

$$P_e = S_e . A_w$$
$$= S_e . A . K_a$$

$= \frac{P_r}{4\pi {R_2}^2} . A . K_a$(II.7)

Nous avons jusqu'à présent considéré séparément le trajet aller ($\boldsymbol{R_1}$=antenne-cible) et le trajet retour ($\boldsymbol{R_2}$= cible-antenne) du signal. Nous allons maintenant étendre l'équation au trajet global de l'onde en prenant les définitions des équations précédentes et en notant que $\boldsymbol{R_1 = R_2 = D}$(l'émetteur et le récepteur constituent le méme dispositif:on parle alors de radar monostatique),nous obtenons l'équationsuivante :

$$P_e = \frac{P_r}{4\pi {R_2}^2}.A.K_a$$

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

$$= \frac{P_s.G.\sigma}{(4\pi)^2.{R_1}^2.{R_2}^2}.A.K_a$$

$$= \frac{P_s.G.\sigma}{(4\pi)^2.D^4}.A.K_a \text{(II.8)}$$

Une formule supplémentaire (cependant elle ne sera pas expliquée ici) permet de déterminer le gain d'antenne $\boldsymbol{G}$ en fonction de longeur d'onde $\boldsymbol{\lambda}$ou signal émis.

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2}.A.K_a \text{(II.9)}$$

Si l'on en extrait l'expression de $\boldsymbol{A}.\boldsymbol{K_a}$, et qu'on l'insére dans l'équation (II.7) ci-dessus on obtient après simplification l'équation du radar :

$$P_e = \frac{P_s\, G^2 \sigma\, \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4} \textit{en watt} \text{(II.10)}$$

Après mise en forme nous pouvons exprimer la distance $\boldsymbol{D}$ sous la forme suivante:

$$D = [\frac{P_s\, G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_e}]^{1/4} \textit{en méttres} \text{(II.11)}$$

II.2.1 Portée du radar

Dans le cas de la détection d'une cible de type **SMD** (Signal Minimum Détectable), c'est-àdireun objet pour lequel l'écho reçu a une puissance minimale telle que $\boldsymbol{P_e} = \boldsymbol{S_{min}}$,ce signal est donc celui qui permet au radar d'atteindre sa portée maximum de détection $\boldsymbol{D_{max}}$.

En utilisant l'équation (II.11), la portée maximale s'écrit:

$$D_{max} = [\frac{P_s G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}]^{1/4} \text{(II.12)}$$

Lors de la l'élaboration de notre équation du radar, nous avons considére 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'éfficacité du radar.

Nous allons donc pondérer notre équation d'un facteur de pertes $\boldsymbol{L_{ges}}$.

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_s\, G^2\, \sigma^2\, \lambda}{(4\pi)^3 S_{min}\, L_{ges}}} \text{(II.13)}$$

Ce facteur regroupe les pertes suivantes:

$\boldsymbol{L_d}$ = atténuations internes dans les circuits à de l'émetteur et du récepteur.

$\boldsymbol{L_f}$ = pertes dues aux fluctuations de la surface équivalente.

$\boldsymbol{L_{atm}}$ = pertes atmosphériques lors de la propagation de l'onde électromagnétique en direction de la cible (et sur le trajet retour).

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.

Tableau II.1: Bilan typiques des pertes.

Composante	Symbole	Perte
Pertes atmosphériques	L_a	1,2 dB
Perte par la forme du faisceau	L_{ant}	1,3 dB
Facteur de largeur de faisceau	L_B	1,2 dB
Perte par adaptation du filtre	L_n	0,8 dB
Pertes par fluctuation (pour Pd=0.9)	L_f	8,4 dB
Perte d'intégration	L_i	3,2 dB
Pertes diverses dans le traitement du signal	L_x	3,0 dB
Pertes dans le guide d'onde du récepteur	L_r	1,0 dB
Pertes dans le guide d'onde de transmetteur	L_t	1,0 dB
Pertes totales	L_{total}	**21,1 dB**

En pratiqueles 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 étre d'origine interne (généré par le mouvement des électrons)et externe capté par l'antenne avec les échos utiles.

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 augment avec le carré de la fréquence. Sa contribution aux fréquences radar est négligeable.

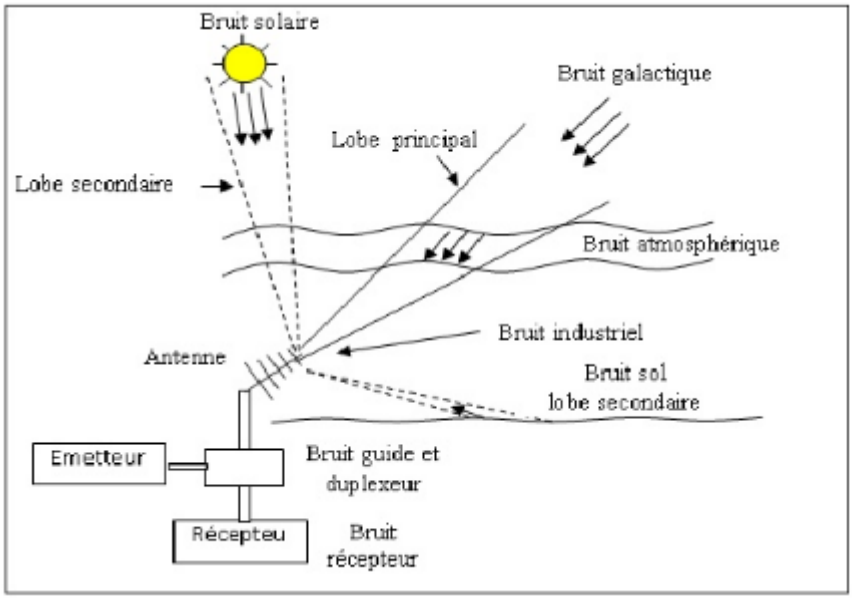


Figure II.3: bruit dans le radar.

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 généralement caractérisé par une densité de puissance donnée par :

$N_i = KT_eB$(II.14)

Où$\boldsymbol{K = 1.38\ 10^{23}\ joule\ /\ degrée\ Kelvin}$ est la constante de Boltzman, et$\boldsymbol{T_e}$ est la température due au bruit du systeme en Kelvin,et $\boldsymbol{B}$ est la largeur de bande et en Hertz.

Pour évaluer la qualité d'un récepteur,ondéfinit un paramétre appelé *facteur de bruit* par:

$$F = \frac{puissance\ signal\ entrée/puissance\ bruit\ d'entrée}{puissance\ signal\ sortie/puissance\ bruit\ sortie}$$

$= \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0} = \frac{(SNR)_i}{(SNR)_0}(F \geq 1)$(II.15)

Ici, $(\boldsymbol{SNR})_{\boldsymbol{i}}$et $(\boldsymbol{SNR})_{\boldsymbol{0}}$ sont, respectivement, les rapports signal sur bruit à l'entrée et à la sortie du récepteur. Substitution et réarrangement donne :

$S_i = KT_eBF(SNR)_0$(II.16)

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

$S_{min} = KT_eBF(SNR)_{0_{min}}$(II.17)

En remplaçant l'équation(II.17)dans l'équation(II.12),donne:

$$D_{max} = \left[\frac{P_S\, G^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3 K\, T_eBF(SNR)_{0_{min}}\, L_{ges}}\right]^{1/4} \text{(II.18)}$$

ou de façon équivalente:

$$(SNR)_{0_{min}} = \frac{P_s G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 K\, T_e\, B\, F\, L_{ges}\, D_{max}^4} \text{(II.19)}$$

Définir le "temps de cible" $\boldsymbol{T_i}$ (le temps que la cible est illuminée par le faisceau) et

$$T_i = \frac{n_p}{f_r} \Rightarrow n_p = T_i f_r \text{(II.20)}$$

où $\boldsymbol{n_p}$ est le nombre total d'impulsions qui frappe la cible, et $\boldsymbol{f_r}$ est le PRF radar. En supposant PRF faible, l'équation unique impulsion radar est donnée par:

$$(SNR)_1 = \frac{P_s G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 K\, T_e\, B\, F\, L_{ges}} \text{(II.21)}$$

et pour $\boldsymbol{n_p}$ impulsions intégrés de façon cohérente nous obtenons:

$$(SNR)_{n_p} = \frac{P_s G^2 \lambda^2 \sigma\, n_p}{(4\pi)^3 D^4 K\, T_e\, B\, F\, L_{ges}} \text{(II.22)}$$

II.3Surface équivalente radar

La surface équivalente radar (**SER** ou **RCS** pour *radar cross section* en anglais) ou surface efficace radar, est une propriété physique inhérente des objetsindiquant l'importance relative de la surface de réflexion d'un faisceau électromagnétique qu'ils provoquent[12].

La surface équivalente radar dépend de :

- La forme de l'objet.
- La structure et la composition des matériaux.
- La fréquence d'étude de l'onde radar.
- L'angle d'incidente (angle auquel le faisceau radar frape une partie particuliére de la cible qui dépend de la forme cible et de son orientation de la source radar).

- Angle de réflexion (angle auquel le faisceau réfléchi laisse la partie de la cible touchée, elle dépend de l'angle incident).
- La polarisation de transmis et le rayonnement reçu par rapport à l'orientation de la cible.

Bien qu'il soit important dans la détection des cibles,la force de l'émetteur et la distance ne sont pas des facteurs qui influent sur le calcul du **SER** parce que le **RCS** est une propriété de la réflectivité cible.

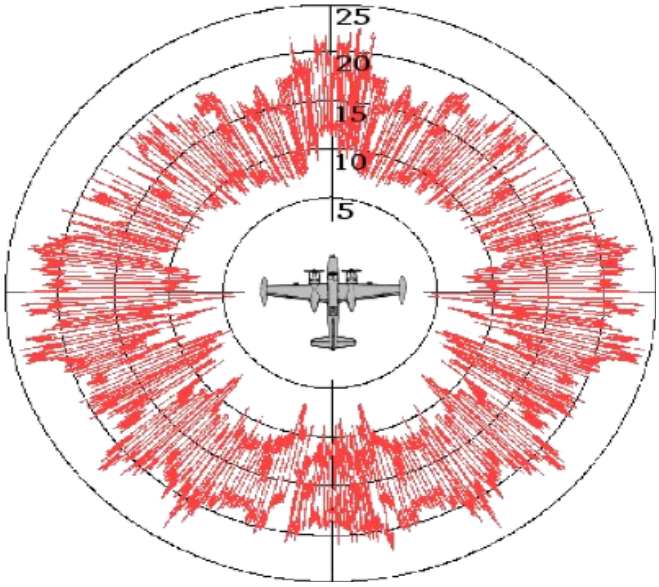


Figure II.4: Diagramme de la surface équivalente radar expérimental du Bombardier B–26 à la fréquence 3 GHZ.

Le**SER** est un paramétre spécifique à un quelconque objet (en fait un véhicule,avion,ou navire..) influant grandement sur sa susceptibilité d'étre détecté par un radar,représenté dansune formule mathématique (équation) le**SER** est désignée par la lettre **σ**(sigma) exprimée en méttre carré et peut s'étendre sur une grande gamme de valeurs (à partir 10^{-5} m^2pour les insectes et les missiles à faible **SER**,jusqu'à 10^6 m^2pour les grands navires).

La surface équivalente radar est utilisé pour détecter une variation dans des plans gamme de plages. Par exemple,un avion furtif (qui est conçu pour avoir faible détectabilité) auront des caractéristques de conception qui lui donnent une faible **RCS** (comme la peinture absorbante, surfaces lisses,les surfaces inclinées spécifiquement pour réfléter signal de quelque autre vers la source),par opposition à un avion de ligne qui aura une grande **RCS** (en métal nu,les surfaces arrondies effectivement garanti pour refléter un certain signal à la source, beaucoup

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

de bosses,comme les moteurs, antenne,etc).**RCS** est partie intégrante du développement du radar la technologie furtive,en particulier dans les applications impliquant des avions et des missiles balistiques.desdonnées **RCS** pour les avions millitaires en cours est le plushautement classifié.

II.3.1 Calcul de la surface équivalente radar

La**SER** est fonction de nombreux facteurs. Son calcul n'est possible que pour des objets de forme simple. Elle dépend de la forme de l'objet et de la longueur d'onde, plus précisément du rapport entre les dimensions de la structure illuminée et la longueur d'onde. Quantitativement, la **SER** exprime une surface effective qui réfléchit le faisceau incident de manière isotrope (homogène) dans l'espace. En trois dimensions la **SER** est définie comme égale à[4.13,14] :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{S_r}{S_t} \text{(II.23)}$$

$\boldsymbol{\sigma}$ **:** capacité de la cible de rétrodiffuser vers le radar,en [m^2]

$\boldsymbol{S_t}$**:**énergie réttrodiffusée par la cible [w/m^2**]**

$\boldsymbol{S_r}$**:**énergie reçue par la cible à la distance$\boldsymbol{R}$,en [w/m^2]

Cela peut s'écrire aussi de la maniére suivante:

$$\sigma = 4.\pi.R^2 \frac{|E_r{}^2|}{|E_t{}^2|} \text{(II.24)}$$

où $\boldsymbol{E_t}$ est le champ électromagnétique incident et $\boldsymbol{E_r}$le champ électromagnétique diffusé dans la direction d'observation.

II.3.2Exemples de SER

Le Tableau II.2montre l'équation de$\boldsymbol{\sigma}$ pour différentes formes quand la longueur d'onde utilisée se situe dans le domaine optique de la diffusion :

Tableau II.2: SER pour différents types de cible.

Signal rétrodiffusé par une sphère	$\sigma_{\max} = \pi r^2$ **Où *r* est le rayon de la sphère.**
Signal rétrodiffusé par un cylindre	$\sigma_{\max} = \frac{2\pi r h^2}{\lambda}$ **Où h est la longueur du cylindre.**
Signal rétrodiffusé par un une plaque perpendiculaire au faisceau	$\sigma_{\max} = \frac{2\pi b^2 h^2}{\lambda}$ **Où b et h sont la longueur des côtés.**
Signal rétrodiffusé par un une plaque faisant un angle avec le faisceau	**Similaire à l'exemple précédent mais l'énergie est dirigée dans une direction totalement différente de celle du radar. Un radar monostatique ne peut recevoir d'énergie du tout. Seul un radar bistatique, dont l'émetteur et le récepteur ne sont pas co-localisés, pourraient en obtenir si le récepteur est dans l'angle de réflexion.**

Certaines cibles ont des valeurs de **SER** élevées à cause de leur diamètre et de leur orientation.Elles rétrodiffusent donc une grande portion de l'énergie incidente.

Le Tableau II.3donne quelques exemples de SER pour un faisceau radar de bande X.

Tableau II.3: Quelques exemples de SER ponctuelles.

Cibles	oiseau	homme	bateau à cabines	automobile	Camion	réflecteur en trièdre
SER [m^2]	0.01	1	10	100	200	20379
SER [dB]	-20	0	10	20	23	43.1

II.4 Simulation de l'équation radar

II.4.1 L'influence de la variation de la surface équivalente radar σ

Dans la figure II.5, nous présentons les variations de la puissance reçus $\boldsymbol{P_e}$ en fonction du la porté $\boldsymbol{D}$pour différentes valeurs de $\boldsymbol{\sigma}$. Cette figure est obtenues pour une valeur de puissance de sortie égale à $\boldsymbol{P_s} = 1.5 \times 10^6\ W$.

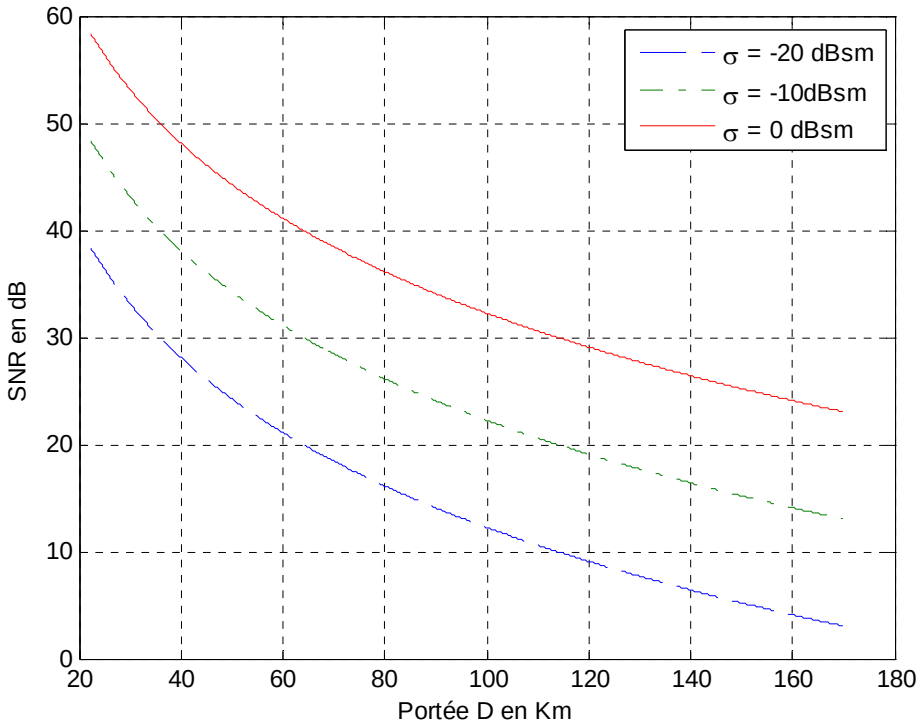


Figure II.5: SNR en fonction de la porté pour différente valeur de σ.

Il est clair que l'augmentation surface de **σ** engendre une augmentation de la puissance de réception. Nous constatons aussi que la performance du système s'améliore avec l'augmentation de $\boldsymbol{\sigma}$.

II.4.2 l'influence de la puisance d'émission

La figure II.6 illustre la variation de la puissance de réception en fonction de $\boldsymbol{D}$ en variant la puissance d'émission $\boldsymbol{P_s}$ dans le cas où le paramètre $\boldsymbol{\sigma}$ est égal à 0.1 m^2.

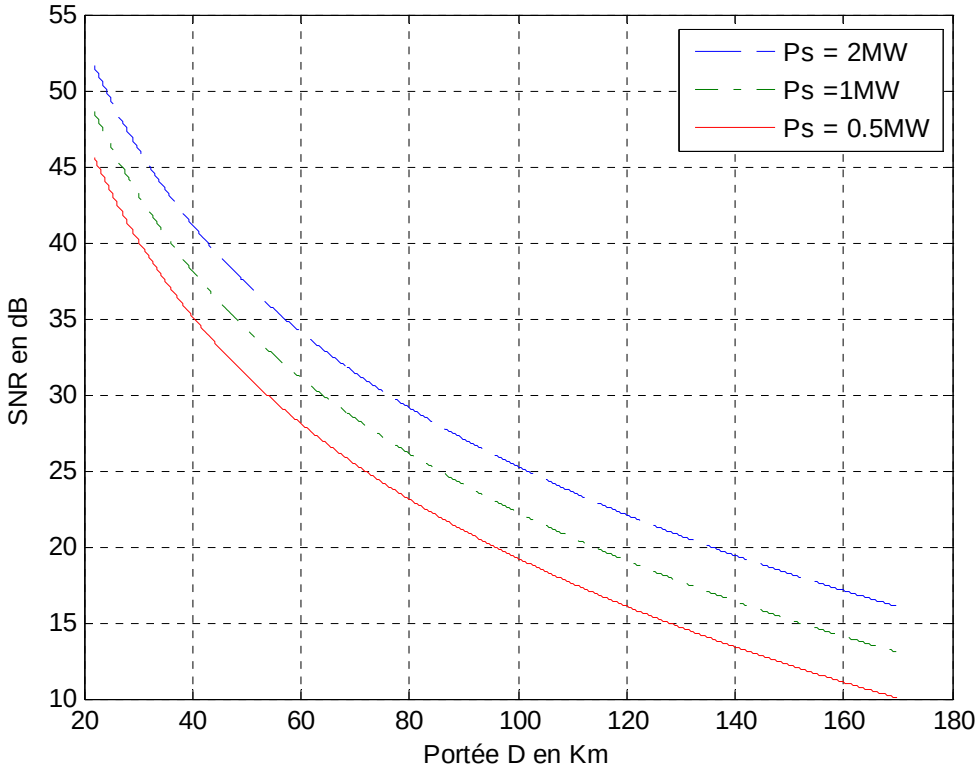


Figure II.6: SNR en fonction de la porté pour différente valeur de P_e.

Nous observons toujours que la puissance de réception augmente lorsque la $\boldsymbol{P_s}$augmente.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que le radar est caractérisé par une équation spécifique à l'environnement dans lequel il fonctionne, d'où l'intérêt d'obtenir la plus grande porté possible avec un rapport signal à bruit suffisant, et pour que la détection se dégrade gravement

en fonction de la distance, nous avons analysé les paramètres influençant sur l'équation radar, pour cela nous avons analysé l'influence de la variation de la surface équivalente radar **σ** et la puissance d'émission $\boldsymbol{P_s}$.

ChapitreIII

Détection radar

chapitre3

III.1 Introduction

Dans la vie quotidienne, on doit toujours prendre des décisions. De même pour les problèmes de la détection du signal radar, nous devrons prendre la décision de l'existence ou de l'absence des cibles grâce à l'observation du signal retourné. Le processus que le récepteur entre prend en choisissant une règle de décision est classé sous le nom de la théorie de la détection du signal [9].

III.2Théorie de la détection

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou pas de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servent à extraire des informations du signal reçu et à distingue une fluctuation due au bruit à celle à un signal utile [15].

- Si le signal utile dépasse le seuil, la cible est détectée.
- Si le bruit dépasse le seuil en absence du signal écho, on dit que c'est une fauss alarme.

La probabilité de fausse alarme est inversement proportionnelle au seuil de détection.
Donc si le seuil est trop élevé, les cibles peuvent ne pas être détectées, et s'il est trop bas la probabilité de fausse alarme augmente comme il est indiqué sur la figure III.1:

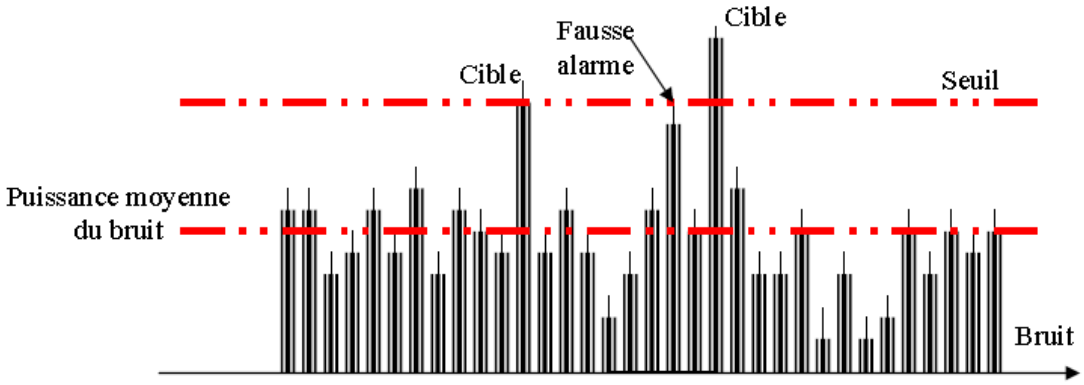


Figure III.1: Détection d'une cible.

En détection radar, un des problèmes fondamentaux consiste à détecter, pour une case d'analyse fixé, dans un vecteur d'observation$\boldsymbol{y}$ de dimension$\boldsymbol{m}$, un signal complexe$\boldsymbol{s}$connu, caractérisant une cible, corrompu par un bruit de fouillis$\boldsymbol{n}$additif. Ce problème se formalisme généralement par un test d'Hypothèses binaires[16]:

$$\begin{cases} \boldsymbol{H_0}: \boldsymbol{y(t)} = \boldsymbol{n(t)} \\ \boldsymbol{H_1}: \boldsymbol{y(t)} = \boldsymbol{s(t)} + \boldsymbol{n(t)} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

Sous l'Hypothèse$\boldsymbol{H_0}$,le signal complexe 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 del'environnement,ainsi que le bruit thermique.Ces parasites sont supposés admettre une certaine densité de probabilité ou Pdf (Probability Density Function), notée $\boldsymbol{p_Y(y/H_0)} = \boldsymbol{p_n(y/H_0)}$.

Sous l'Hypothèse$\boldsymbol{H_1}$, le signal reçu$\boldsymbol{y}$est supposé contenir le signal$\boldsymbol{s}$provenant des échos de la cible mais noyé parmi les mémes échos parasitesque sous$\boldsymbol{H_0}$.Sa densité de probabilité est alors notée $\boldsymbol{p_Y(y/H_1)}$.

L'objectif de la détection est de déterminer la quelle des deux Hypothèses est la plus vraisemblable.

Quatre cas de décision sont possibles :

1) $\boldsymbol{H_0}$ est vraie et $\boldsymbol{H_0}$est décidée.
2) $\boldsymbol{H_0}$est vraie et$\boldsymbol{H_1}$est décidée.
3) $\boldsymbol{H_1}$est vraie et $\boldsymbol{H_1}$ est décidée.
4) $\boldsymbol{H_1}$est vraie et$\boldsymbol{H_0}$ est décidée.

On remarque que le récepreur prend une bonne décision dans le cas (1)et(3),et qu'il commet une ereur dans les deux autres cas.l'évenement(3)est appelé détection,la probabilité associée à ce dernier est la probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$.l'évnement(2)est une fausse alarme car uneprésence de cible est décidée lorsqu'elle est absente,donc sa probabilité est $\boldsymbol{P_{fa}}$.Quant l'évenement (4),il se réalise lorsque (3) n'est pas réalisé,par conséquent sa probabiliéest$\boldsymbol{1 - P_d}$et on l'appelle la probabilité de non détection $\boldsymbol{P_m}$.pour l'évenement (1),sa probabilité est $\boldsymbol{1 - P_{fa}}$.

III.3Les critères de décision

Le système de décision est défini par 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[4].

Règle de décision⇔partition de l'espace d'observations en régions $\mathbf{R_i}$associées aux différentes hypothèses :$\mathbf{R_i} \leftrightarrow \boldsymbol{H_i}$.

Et, comme les hypothèses sont alternatives, c'est -à-dire, l'occurrence simultanée de deux hypothèses différentes est impossible, les sous _ensembles $\mathbf{R_i}$sont disjoint :

$$R_i \cap R_j = \emptyset, i \neq j \quad \text{(III.2)}$$

la règle de décision est facilement décrite en fonction des régions$\mathbf{R_i}$:$\boldsymbol{y} \in \mathbf{R_i} \Longrightarrow \boldsymbol{H_i}$.Ou$\boldsymbol{y}$représente les observations.

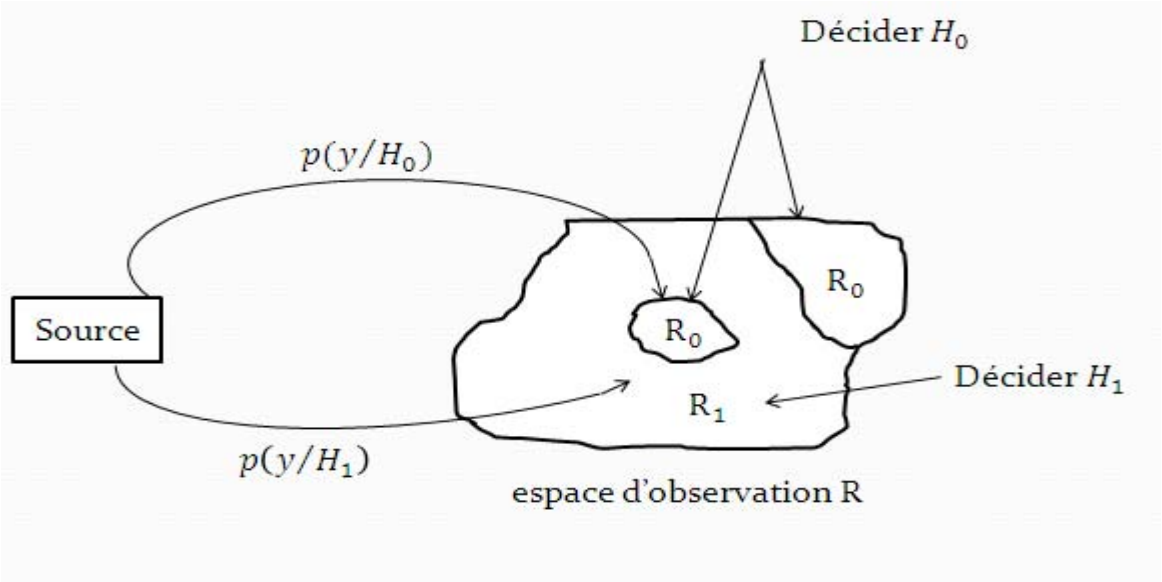


Figure III.2: Les régions de décision.

Dans de qui suit, nous présenterons quelques critères de décision qui sont utilisés dans la théorie de la décision ainsi que les conditions dans les quelles ils sont utiles[17,18].

III.3.1 Critère de Bayes

L'utilisation du critère de Bayes nécessite principalement deux hypothèses [6].
Premièrement, la connaissance au préalable des probabilités d'événement des deux sorties de la source qui sont appelées les probabilités a priori $\mathbf{P_r}(\boldsymbol{H_0}) = \boldsymbol{P_0}et\mathbf{P_r}(\boldsymbol{H_1}) = \boldsymbol{P_1}$.La deuxième hypothèse consiste à attribuer un coût à chaque décision possible. Les conséquences d'une décision sont différentes de celles d'une autre décision. Par exemple dans le problème de la détection RADAR, les conséquences d'une non détection ne sont pas les mêmes que les conséquences d'une fausse alarme. Si nous dénotons par $\boldsymbol{H_0}$et$\boldsymbol{H_1}$, nous pouvons définir $\boldsymbol{C_{ij}}$,*i, j=0,1*, le coût associé à la décision $\mathbf{R_i}$sachant que l'hypothèse$\boldsymbol{H_j}$est vraie($\mathbf{R_i}/\boldsymbol{H_j}$).C'est-à-dire, on associe, à chaque comportement possible du système de décision, un coût équivalent à une pénalisation ou une récompense.

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

La figure suivante illustre la définition de ces quantités pour un **test binaire** (où on considère que seulement deux hypothèses sont possibles).

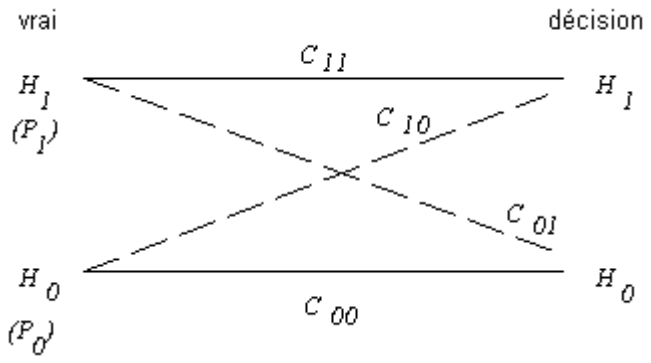


Figure III.3: Définition des quantités pour un test binaire.

Dans la figure précédente, les lignes interrompues représentent les situations d'erreur.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Les tests de Bayes consistent à déterminer les régions de décision$\mathbf{R_1}$et $\mathbf{R_0}$de façon à *minimiser la valeur moyenne du coût*.

La fonction de bayes, appelé aussi fonction risque, est donnée par :

$$E(c) = \sum_{i=0}^{1}\sum_{j=0}^{1} C_{ij} \,.\, \mathrm{P_r}(H_i/H_j) \quad \text{(III.8)}$$

$$E(c) = C_{00}\mathrm{P_r}(H_0/H_0) + C_{10}\mathrm{P_r}(H_1/H_0)$$
$$+ C_{01}\,\mathrm{P_r}(H_0/H_1) + C_{11}\mathrm{P_r}\,(H_1/H_1) \quad \text{(III.9)}$$

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

$$\mathrm{P_r}\big(H_i/H_j\big) = \mathrm{P_r}\big(H_i/H_j\big).P_j = \mathrm{P_r}\big\{y \in \mathrm{R_i}/H_j\big\}.P_j$$
$$= P_j \int_{\mathrm{R_i}} p(y/H_j)\ dy \quad \text{(III.10)}$$

Où l'on a exprimé la probabilité de décider $\boldsymbol{H_i}$quand $\boldsymbol{H_j}$est vraie comme la probabilité pour que les observations appartiennent à la région$\mathbf{R_i}$.

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,),$\mathbf{R_i} = \overline{\mathbf{R_j}}$et on peut donc écrire :

$$\int_{\mathrm{R_i}} p(y)dy = 1 - \int_{\mathrm{R_j}} p(y)dr \qquad j \neq i; i,j = 0,1 \quad \text{(III.11)}$$

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

$$E(c) = [c_{11}P_1 + c_{10}P_0]$$
$$+ \int_{\mathrm{R_0}} [P_1(C_{01} - C_{11})p(y\ /\ H_1)\ - P_0(C_{10} - C_{00})p(y\ /\ H_0)]dy \quad \text{(III.12)}$$

Le premier terme de droite entre crochets correspond à un coût fixe ; le second, sous l'intégrale, est variable selon le domaine$\mathbf{R_0}$.

Dans le cas général, les coûts$\boldsymbol{C_{ij}}$sont quelconques, mais le coût relatif à une décision juste doit être naturellement plus faible que celui relatif à une décision erronée :

$$C_{10} > C_{00} \quad \text{(III.13)}$$

$$C_{01} > C_{11} \quad \text{(III.14)}$$

Ainsi, dans le terme entre crochet à l'intérieur de l'intégrale (l'intégrante), les coefficients $(\boldsymbol{C_{01}} - \boldsymbol{C_{11}})et(\boldsymbol{C_{10}} - \boldsymbol{C_{00}})$ sont supposés positifs.

Pour minimiser l'intégrale, on construit $\mathbf{R_0}$ de sorte que chaque point$\boldsymbol{y} \in \mathbf{R_0}$minimise l'intégrale, c'est à dire corresponde à un intégrante négatif. Tous les points $\boldsymbol{y} \in \mathbf{R_0}$doivent donc satisfaire :

$$[P_1(C_{01} - C_{11})p(y/H_1) \ - P_0(C_{10} - C_{00})p(y/H_0)] \ < 0 \text{(III.15)}$$

$$P_1(C_{01} - C_{11})p(y/H_1) \ < P_0(C_{10} - C_{00})p(y/H_0) \text{(III.16)}$$

Soit finalement :

$$\frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} < \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \text{(III.17)}$$

Réciproquement, pour minimiser le risque de Bayes, les points $\boldsymbol{y} \in \mathbf{R_1}$doivent satisfaireL'inégalité :

$$\frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} > \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} = \ \eta \text{(III.18)}$$

Où on a défini le seuil $\boldsymbol{\eta}$:

$$\eta = \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \text{(III.19)}$$

On voit donc que le test de Bayes conduit à*comparer le rapport entre les densités de probabilités conditionnelles à un seuil* ($\boldsymbol{\eta}$). On appelle le rapport des densités conditionnellesdans l'équation précédente*le rapport de vraisemblance*, qui détermine les tests de Bayes, joueun rôle très important dans tous les problèmes de décision statistique et sera représenté par$\boldsymbol{\Lambda}(\mathbf{y})$:

$$\Lambda(\mathrm{y}) = \frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} \text{(III.20)}$$

On rassemble les deux équations (III.17) et (III.18) sous la notation compacte:

$$\Lambda(\mathrm{y}) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \eta \text{(III.21)}$$

III.3.2Critère de Neyman-Person

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$\boldsymbol{P_{fa}}$et$\boldsymbol{P_d}$. En effet, on peut chercher le test qui produit la probabilité de fausse alarme,$\boldsymbol{P_{fa}}$ aussi petite que possible et la probabilité de détection,$\boldsymbol{P_d}$aussi grande que possible.

Fixons $\boldsymbol{P_{fa} \leq \alpha}$ et cherchons un test qui maximise $\boldsymbol{P_d}$ (ou minimise$\boldsymbol{P_m = 1 - P_d}$). Pour cela, on construit la fonction de coût $\boldsymbol{F}$:

$$F = P_m + \tilde{\lambda}\left[P_{fa} - \alpha\right]$$

$$= \int_{R_0}(y\ /\ H_1)\,dr + \tilde{\lambda}[\int_{R_0}(p(y/H_0)dy - \alpha]$$

$$= \tilde{\lambda}(1-\alpha) + \int_{R_0}[p(y/H_1) - \tilde{\lambda}p(y\ /\ H_0)]dy \text{(III.22)}$$

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

$$\frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} < \tilde{\lambda} \text{(III.23)}$$

On obtient donc le test :

Si $\Lambda(\mathrm{y}) < \tilde{\lambda}$, alors on choisit $\boldsymbol{H_0}$

Et nous pouvons donner la règle de décision :

$$\frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \tilde{\lambda} \text{(III.24)}$$

Où le seuil$\boldsymbol{\tilde{\lambda}}$est déterminé de façon à vérifier la contrainte

$$P_{fa} = \int_{\tilde{\lambda}}^{+\infty} p(\Lambda/H_0)d = \alpha \text{(III.25)}$$

III.4La détection dans la présence de 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 III.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) ou il est amplifié et filtré, suivie par le détecteur d'enveloppe et ensuite par un filtre passe-bas [16].

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 et rejette et le traitement ultérieur est basé sur l'amplitude d'enveloppe.

Le signal à l'entrée du récepteur est composé du signal d'écho radar $\boldsymbol{s(t)}$et d'un bruit additif $\boldsymbol{n(t)}$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$\boldsymbol{\sigma_n}^{\boldsymbol{2}}$avec une densité de probabilité :

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\Psi_n}} exp \frac{-v^2}{2\Psi_n} \text{(III.26)}$$

Avec $\boldsymbol{\Psi_n = \sigma_n^2}$, la variance de la tension de bruit$\boldsymbol{n(t)}$.

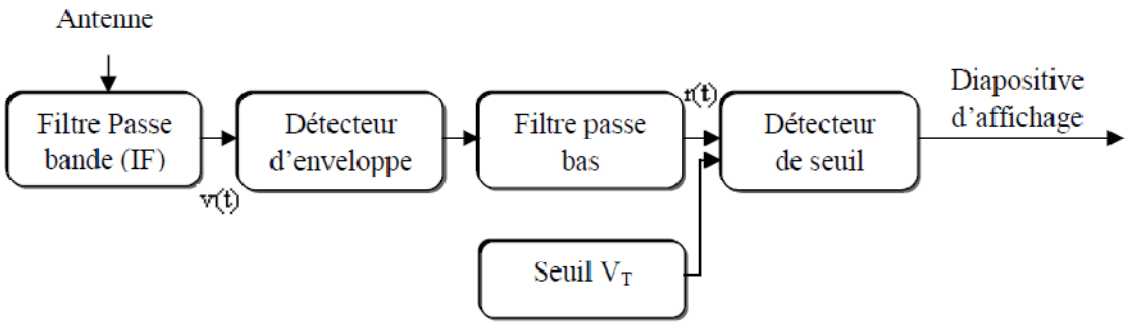


Figure III.4 :Diagramme bloc d'un détecteur d'enveloppe et récepteur de seuil.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

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

$$p(r) = \frac{r}{\Psi_n} exp \frac{-r^2}{2\Psi_n} \text{(III.27)}$$

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

Une cible est détectée, lorsque$\boldsymbol{r(t)}$excède la valeur du seuil$\boldsymbol{V_T}$, d'où les hypothèses de décision sont :$\boldsymbol{s(t) + n(t) > V_T}$.

$\boldsymbol{n(t) > V_T}$.

La performance du circuit de seuil peut alors être décrite suivant deux probabilités.la probabilités de fausse alarme$\boldsymbol{P_{fa}}$ et la probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$ [16].

III.5 La probabilité de fausse alarme

Si un dispositif à seuil est utilisé pour prendre une décision quant à la présence ou l'absence d'un signal dans un bruit de fond, la performance de ce dispositif peut être exprimé en termes de deux probabilités, les probabilités de détection $\boldsymbol{P_d}$ et la probabilité de fausse alarme$\boldsymbol{P_{fa}}$. Le seuil peut être considéré comme la valeur d'un récepteur de tension de sortie $\boldsymbol{V_T}$, que lorsqu'elle est dépassée, indique une détection.

En raison de la présence de bruit thermique dans le récepteur, il y a toujours une probabilité différente de zéro que le seuil est dépassé, même en l'absence d'un signal cible. La probabilité que la valeur de seuil $\boldsymbol{V_T}$ 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:

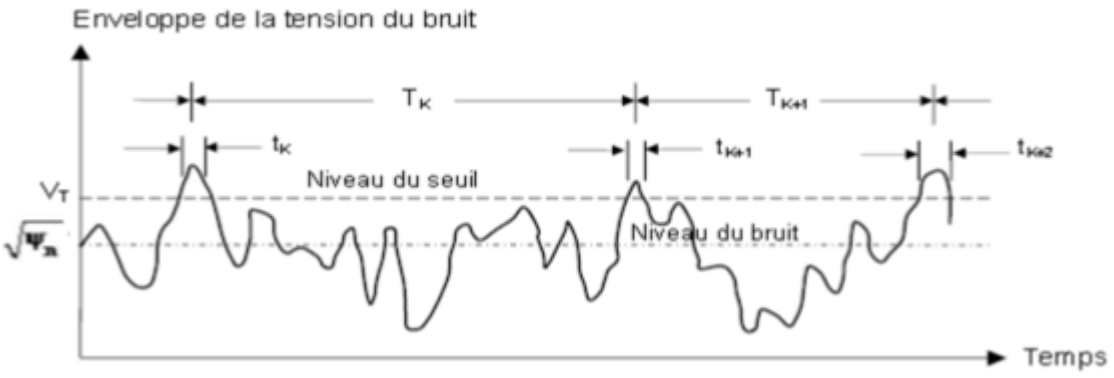
$$P_{fa} = \mathrm{P_r}\{\text{bruit seul} > seuil\ \mathrm{V_T}\} = \int_{V_T}^{\infty} p_n(r)dr$$

$$= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\Psi_n} exp \frac{-r^2}{2\Psi_n} dr$$

$$= exp \frac{-{V_T}^2}{2\Psi_n} \text{(III.28)}$$

Donc $V_T = \sqrt{2\Psi_n \, ln \frac{1}{P_{fa}}}$(III.29)

La figure III.5représente la sortie d'un détecteur d'enveloppe,où $\boldsymbol{T_k}$ est le temps entre deux intersections de la tension du bruit avec le seuil$\boldsymbol{V_T}$,et$\boldsymbol{t_k}$,$\boldsymbol{t_{k+1}}$,$\boldsymbol{t_{k+n}}$les temps pendant lesquels le bruit s'étend sur le niveau du seuil.



FigureIII.5: Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe.

L'intervalle moyen entre deux fausses alarmes est appelé le temps de fausse alarme, $\boldsymbol{T_{fa}}$

$$T_{fa} = lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{K=1}^{N} T_K \text{(III.30)}$$

Le temps de fausses alarmes$\boldsymbol{T_{fa}}$ est lié à la probabilité de fausse alarme par :

$T_{fa} = \frac{t_k}{P_{fa}}$(III.31)

Où $\boldsymbol{t_k}$ La durée moyenne d'une impulsion de bruit.

Depuis la bande passante de fonctionnement de radar $\boldsymbol{B}$ est l'inverse de$\boldsymbol{t_k}$, puis ensubstituant l'équation. (III.28) dans l'équation. (III.31) nous pouvons écrire $\boldsymbol{T_{fa}}$ comme :

$T_{fa} = \frac{1}{B} exp\ (\frac{{V_T}^2}{2\Psi_n})$(III.32)

III.6 La probabolité de détection

La probabilité de détection notée $\boldsymbol{P_d}$,est la probabilité que le signal détecté sera correctement déclaré un signal de cible, basé sur l'observation de la sortie du récepteur, lorsque ce signal est réellement présent à l'entrée du récepteur. Pour les radars de surveillance, la probabilité que la cible soit détectée au moins une fois sur **N**scans successifs est appelée la probabilité de détection cumulative.

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

$$p_{s+n}(r) = \frac{r}{\Psi_n} exp \frac{-(r+A)^2}{2\Psi_n} I_0\left(\frac{rA}{\Psi_n}\right) \text{(III.33)}$$

$\boldsymbol{p_{s+n}}$ est la probabilité du signal plus bruit, $\boldsymbol{I_0}$ est la fonction de besel modifiée d'ordre 0.

La porobabilité de détection s'écrit:

$$P_d = \mathrm{P_r}\{\text{signal} + \text{bruit} > \text{seuil } V_T\} = \int_{V_T}^{\infty} p_{s+n}(r)dr$$

$$= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\Psi_n}\ exp \frac{-(r+A)^2}{2\Psi_n} I_0(\frac{rA}{\Psi_n})dr \text{(III.34)}$$

Cette expression ne peut pas étre évalué exactement,mais de facons aprochée par des méthodes numériques (il existe des tables ou des courbes).

Une expression approchée a été proposé par North:

$$P_d = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{-\ln P_{fa}} - \sqrt{SNR + 0.5}) \text{(III.35)}$$

Où:

$erfc(z) = 1 - \frac{2}{\pi}\int_0^z e^{-V^2} dV$ est la fonction d'erreur commplimentaire.(III.36)

En termes dePdf, les processus de détection et de fausse alarme sont représentés graphiquement sur la figure III.6. La sortie du filtre IF est composée soit du bruit seul soit du signal plus bruit. Rice avait montré que laPdfdu signal à la sortie du détecteur d'enveloppe suit une distribution Rician, et par conséquent suit une loi Rayleigh pour un bruit seul, en supposant qu'il est à l'origine Gaussien dans le cas d'une cible non fluctuante.Les airs

soulignés par les deux courbes (figure III.6) représentent la$\boldsymbol{P_{fa}}$et la $\boldsymbol{P_d}$.si le seuil de détection est réduite pour augmenter la probabilité de détection, il y aura une augmentation de la probabilité de fausse alarme, et de même pour les probabilités ont diminué si le seuil est élevé.

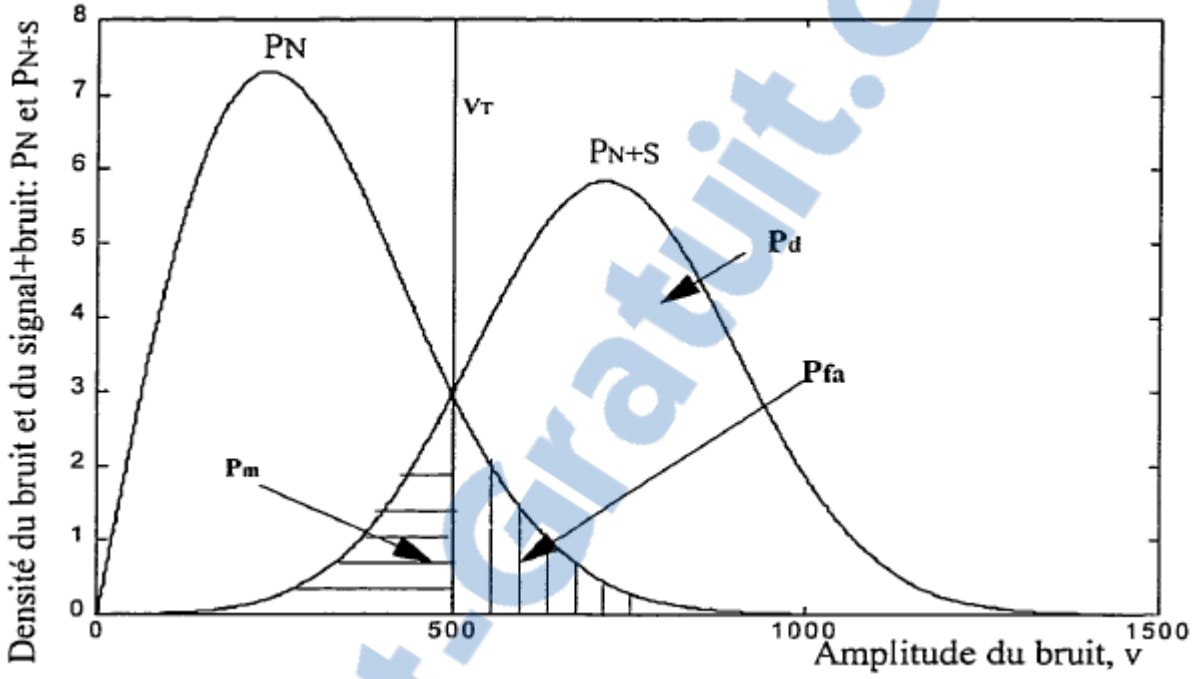


Figure III.6:Pdf du bruit et du signal plus bruit.

III.7L'intégration cohérente des impulsions

Généralement lorsqu'une cible est éclarée par le faisceau du radar,plusieurs impulsions retournent vers le récepteurs à chaque scan(balayage)d'antenne,ce qui peut étre utilisé pour perfectionner la détection.Ainsi,la probabilité de détection est facilement améliorée par une sommation de tout,ou de plupart des impulsions retournées.

Le processus d'addittion des échos radar de plusieurs impulsions, est appelé *intégration d'impulsions*.

Le nombre d'impulsions$\boldsymbol{n_B}$ retournées,d'un point de cible peut étre s'exprimer par:

$n_B = \frac{\theta_p . f_r}{\theta_s}$(III.37)

Où$\boldsymbol{\theta_p}$:largeur de bande de l'antenne(*deg*).

$\boldsymbol{f_r}$: La fréquence de répétition d'impulssion(*Hz*).

$\boldsymbol{\theta_s}$: Le taux de scan de l'antenne (*deg/s*).

L'intégration peut étre accomplit dans le récepteur radar,soit avant le détecteur d'enveloppe Comme le montre la figureIII.7,ce qui est appelé intégration pré-détection ou cohérente est basée sur la préservation de la phase et de l'amplitude du signal de retour de chaque impulsion.Soit,elle est faite aprés le détecteur d'enveloppe détection et additionneessentiellement 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 postdétection.

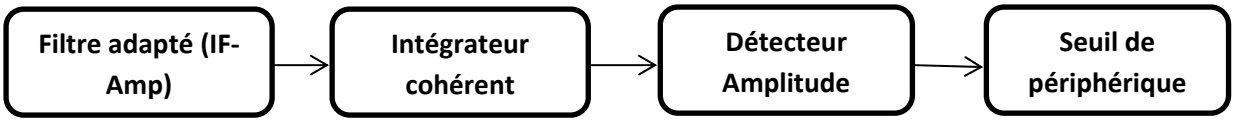


Figure III.7: localisation de l'intégrateur cohérent.

Considérons le cas d'une détection à intégration cohérente .dans ce type d'intégration ou la cohérence entre impulsions transmises est requise, les amplitudes $\boldsymbol{A_i}$et les phases$\emptyset_{\boldsymbol{i}}$ sont identiques. En supposant que la seule modification subite par le signal est celle de bruit, les amplitudes et phases des impulsions reçues (sans bruit) sont les mêmes que celle transmises.

Si$\boldsymbol{n}$impulsions sont transmises pendant une période$\boldsymbol{T}$est intégrées, le signal résultant à pour amplitude :

$A_{Total} = \sum_{i=1}^{n} A_i = nA$(III.38)

Et pour puissance :

$$S_T = (A_T)^2 = (nA)^2 = n^2A^2 = n^2S \text{(III.39)}$$

Avec $\boldsymbol{S}$la puissance du signal de retour d'une impulsion. D'autre part si $\boldsymbol{N}$ est la puissance du bruit associée à une impulsion. Le bruit étant une variable aléatoire, les puissances du bruit dans$\boldsymbol{n}$ les impulsions s'additionnent pour donner une puissance totale de bruit :$\boldsymbol{N_T = nN}$ le signal-à-bruit résultant est donnée par :

$$SNR_T = S_T/N_T = (n^2S)/(nN) = n(S/N) \text{(III.40)}$$

A l'aide du signal résultant, on procède à une détection par seuil comme expliqué auparavant. Puisque 1' intégration cohérente permet une augmentation du rapport signal à bruit($\boldsymbol{SNR}$)d'un facteur $\boldsymbol{n}$ (nombre d'impulsions intégrées).

L'efficacité de l'intégration peut être définie par:

$$E_i(n) = \frac{(S/N)_1}{n.(S/N)_n} \text{(III.41)}$$

Où, $\boldsymbol{n}$est le nombre d'impulsions intégrées.

$(\boldsymbol{S}\ /\ \boldsymbol{N})_{\boldsymbol{1}}$:La valeur du rapport signal à bruit d'uneseule impulsion ($\boldsymbol{n = 1}$) pourproduire une probabilité de détection.

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

III.8La détection des cibles fluctuantes

Jusqu'ici quand nous avons adressé la probabilité de la détection, nous avons assuméune surface équivalente de cible constante (*cible non fluctuante*). Ce travail a été analysé lapremière fois par *Marcum*. *Swerling* a prolongé le travail de *Marcum* à quatre cas distincts qui

expliquent des variations de la surface équivalente de cible (RCS), Ces cas sont venues pourêtre connues comme modèles de *Swerling* , ils sont : *swerling I , swerlingII, swerling III*, et*swerling IV*. Le cas constant de RCSanalysé par *Marcum* est largement connu comme*Swerling0* ou d'une manière équivalente *Swerling V*. La fluctuation de cible abaisse laprobabilite de la detection, ou d'une maniere équivalente reduit le *SNR*[19].

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

III.8.1La fonction de densité de probabilité

Les cibles de *Swerling I*ont amplitude constante plus d'un balayage d'antenne.
Cependant, une amplitude de cible de *swerling I* change indépendamment du balayage aubalayage selon une fonction de densité de probabilité de *Chi-square* (Chi-carrée) avec deux degrés de liberté.

L'amplitude de cible de *swerling II*change independamment de l'impulsion al'impulsion selon une fonction de densité de probabilité Chi-square avec deux degrés de liberté.

La fluctuation des cibles *swerling III*est semblable à *swerling I*, excepté dans ce cas-cila cible la puissance change indépendamment de l'impulsion à l'impulsion selon une fonction de densité de probabilité de Chi-square avec quatre degrés de liberté.

La fluctuation des cibles de *swerling IV*est de l'impulsion a l'impulsion selon unefonction de densité de probabilité *Chi-square*avec quatre degrés de liberté.

La fonction de densité de probabilité Pdf de *Chi-square*avec les degrés de liberté $2K$peut être écrite comme [19]:

$$f(\sigma) = \frac{K}{(K-1)!\bar{\sigma}}\left(\frac{K\sigma}{\bar{\sigma}}\right)^{K-1} exp(\frac{-K\sigma}{\bar{\sigma}}) \quad \text{(III.42)}$$

Où :
$\boldsymbol{\sigma}$est la surface équivalente de la cible (RCS)
$\bar{\boldsymbol{\sigma}}$est la valeur moyenne de RCS

En utilisant l'équation précédente, le Pdflié à *Swerling I* et *swerling II* des ciblespeuvent être obtenues en remplaçant *K=1*, ce qui rapporte une fonction Pdfde *Rayleigh*. Plusavec précision :

$$f(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} exp\ (\frac{-\sigma}{\bar{\sigma}})\sigma \geq 0 \quad \text{(III.43)}$$

le Pdflié à *Swerling III* et *swerling IV* des cibles peuvent être obtenues en remplaçant*K=2*.
Plus avec précision :

$$f(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} exp\ (\frac{-2\sigma}{\bar{\sigma}})\sigma \geq 0 \text{(III.44)}$$

La probabilité de détection pour une cible fluctuante est calculée d'une mode semblable à l'équation (III.34), excepté dans ce cas-ci le *f(r)* est remplacé par le Pdfconditionnel *f(r/σ).*
Exécution de l'analyse pour le cas générale:

$$f(z\ /\ \sigma) = \left(\frac{2z}{n_p/\Psi^2}\right)^{(n_p-1)/2} exp\left(-z - \frac{1}{2}n_p\frac{\sigma^2}{\Psi^2}\right) I_{n_{p-1}}\left(\sqrt{2n_p{}^z\frac{\sigma^2}{\Psi^2}}\right) \text{(III.45)}$$

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

$$f(z,\sigma) = f(z\ /\ \sigma)f(\sigma) \text{(III.46)}$$
$$f(z) = \int f(z,\sigma)d\sigma \text{(III.47)}$$

Finalement en remplacant par l'équation (III.46) dans (III.47), en obtient:

$$f(z) = \int f(z\ /\ \sigma)f(\sigma)d\sigma \text{(III.48)}$$

Où $f(z\ /\ \sigma)$est défini dans l'équation (III.45) et $f(\sigma)$est dans l'un ou l'autre (III.43) ou (III.44)La probabilité de la détection est obtenue en intégrant le Pdfderive d'équation (III.48) de la valeur seuil a l'infini. Effectuer l'intégration dans l'équation (III.48) mène à la fonction *Gamma incomplete* .

III.8.2 Choix de seuil

Quand seulement une impulsion est employée, le seuil de détection $\boldsymbol{V_T}$est lié à laprobabilité de fausse alarme comme défini dans l'equation (III.28). *DiFranco* et *Rubin* [20]dérivé une forme générale reliant le seuil et le $\boldsymbol{P_{fa}}$pour tout nombre d'impulsions quand l'intégration non cohérente est employée. Elle est :

$$P_{fa} = 1 - \Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right] \text{(III.49)}$$

Où $\boldsymbol{\Gamma_I}$est la fonction *Gamma incomplète*. Elle est donnée par:

$$\Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right] = \int_0^{V_T/\sqrt{n_p}} \frac{e^{\gamma}\gamma^{n_p-1-1}}{(n_p-1-1)!} d\gamma \text{(III.50)}$$

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

$$\Gamma_I\left[\frac{V_T}{\sqrt{n_p}}, n_p - 1\right] = 1 - \frac{{V_T}^{n_p-1}e^{V_T}}{(n_p-1)!}\left[1 + \frac{n_p}{V_T} + \frac{(n_p-1)(n_p-2)}{{V_T}^2} + \cdots + \frac{(n_p-1)!}{{V_T}^{n_p-1}}\right] \text{(III.51)}$$

La valeur de seuil $\boldsymbol{V_T}$peut être approximée par la formule récursive utilisée dans la méthode de *Newton-Raphson :*

$$V_{T,m} = V_{T,m-1} - \frac{G(V_{T,m-1})}{G'(V_{T,m-1})} m = 1,2,3, \ldots \text{(III.52)}$$

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

$$G(V_{T,m}) = (0.5)^{n_p/n_{fa}} - \Gamma_I(V_T, n_p) \text{(III.53)}$$

$$G'(V_{T,m}) = -\frac{e^{-V_T}{V_T}^{n_p-1}}{(n_p-1)!} \text{(III.54)}$$

La valeur initiale pour la récurrence est :

$$V_{T,0} = n_p - \sqrt{n_p} + 2.3\sqrt{-\log P_{fa}}\,(\sqrt{-\log P_{fa}} + \sqrt{n_p} - 1) \text{(III.55)}$$

III.9Calcul la probabilité de détection

Marcum a défini la probabilité de fausse alarme pour le cas quand $\boldsymbol{n_p} > 1$par[21]:

$$P_{fa} = \ln(2)(n_p/n_{fa}) \text{(III.56)}$$

La probabilité de détection des cibles non fluctuantes pour une d'impulsion ($\boldsymbol{n_p} = \mathbf{1}$)estdonnée dans par l'equation (III.34). Quand$\boldsymbol{n_p} > 1$, la probabilité de la détection est calculée en utilisant la série de *Gram-Charlier*

$$P_d = \frac{erfc(V/\sqrt{2})}{2} - \frac{exp(-V^2-1)}{\sqrt{2\pi}}[C_3(V^2-1) + C_4V(3-V^2)$$
$$-C_6V(V^4-10V^2+15)] \text{(III.57)}$$

Où les constantes $\boldsymbol{C_3}$,$\boldsymbol{C_4}$et $\boldsymbol{C_6}$sont les coefficients de série de *Gram-Charlier*, et la variable $\boldsymbol{V}$est :

$$V = \frac{V_T-(1+SNR)}{\varpi} \text{(III.58)}$$

En générale, les valeurs pour $\boldsymbol{C_3}$,$\boldsymbol{C_4}$et $\boldsymbol{C_6}$changent selon le type de cible fluctuante.

III.9.1 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 calculèe en utilisant l'équation (III.57). Dans ce cas, les coéfficients de série de *Gram-Charlier* sont:

$$C_3 = -\frac{SNR+1/3}{\sqrt{n_p}(2\,SNR+1)^{1.5}} \text{(III.59)}$$

$$C_4 = \frac{SNR+1/4}{n_p(2\,SNR+1)^2} \text{(III.60)}$$

$$C_6 = \frac{{C_3}^2}{2} \text{(III.61)}$$

$$\varpi = \sqrt{n_p(2\,SNR+1)} \text{(III.62)}$$

III.9.2 Détection des cibles de modèle Swerling I

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

$$P_d = exp[\frac{-V_T}{(1+SNR)}];pour\ n_p = 1 \text{(III.63)}$$

$$P_d = 1 - \Gamma_I(V_T, n_p - 1) + \left[1 + \frac{1}{n_p SNR}\right]^{n_p - 1} \Gamma_I\left[\frac{V_T}{1 + \frac{1}{n_p SNR}}, n_p - 1\right]$$

$$\times\ exp\left[\frac{-V_T}{(1+SNR)}\right];pour n_p > 1 \text{(III.64)}$$

III.9.3 Détection des cibles de modèle Swerling II

Dans le cas des cibles de modèle *Swerling II*, la probabilité de détection est donnéepar :

$$P_d = 1 - \Gamma_I\left[\frac{V_T}{(1+SNR)}, n_p\right];pour n_p \leq 50 \text{(III.65)}$$

Pour le cas de$\boldsymbol{n_p} > 50$ l'équation est utilisée(III.55) pour calculer la probabilité de détection.

Dans ce cas,

$$C_3 = \frac{1}{3\sqrt{n_p}} \text{(III.66)}$$

$$C_6 = \frac{{C_3}^2}{2} \text{(III.67)}$$

$$C_4 = \frac{1}{4n_p} \text{(III.69)}$$

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

III.9.4 Détection des cibles de modèle Swerling III

La formule éxacte de la probabilité de détection pour des cibles de modèle *SwerlingIII*, pour $\boldsymbol{n_p = 1, 2}$est :

$$P_d = exp\left[\frac{-V_T}{1+n_pSNR/2}\right]\left[1+\frac{2}{n_pSNR}\right]^{n_p-2} \times$$

$$\left[1+\frac{V_T}{1+n_pSNR/2}-\frac{2}{n_pSNR}(n_p-2)\right] = K_0 \text{(III.71)}$$

Pour$\boldsymbol{n_p} > 2$ l'expression de $\boldsymbol{P_d}$est:

$$P_d = \frac{{V_T}^{n_p-1}\exp(-V_T)}{(1+n_pSNR/2)(n_p-2)} + 1 - \Gamma_I(V_T, n_p-1) +$$

$$K_0\Gamma_I\left[\frac{V_T}{1+2/n_pSNR}, n_p-1\right] \text{(III.72)}$$

III.9.5 Détection des cibles de modèle Swerling IV

L'expression de la probabilité de détection pour des cibles de *Swerling IV* $\boldsymbol{n_p} < 50$pour est:

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

$$\mathit{SNR2-np} \text{(III.73)}$$

Où :

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

En utilisant la formule récursive :

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

alors seulement $\boldsymbol{\gamma_0}$doit etre calculé en utilisant l'equation. (III.74) et les $\boldsymbol{\gamma_i}$sont culculés partir de la récursion suivante :

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

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

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

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

Pour le cas quand $\boldsymbol{n_p} \geq \mathbf{50}$, la serie de *Gram-Charlier* et l'équation (III.57) peuvent être utilisées pour calculer la probabilité de détectiondans ce cas,

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

$$C_6 = \frac{{C_3}^2}{2} \text{(III.81)}$$

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

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

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

II.10 Simulation et résultats

Dans cette partie nous présentons les résultats des simulations réalisées l'analyse de la probabilité de détection des modèle Swerling.

On utilisnat les exprésions des différents cibles,on trace dans ce qui suit la variation de la probabilité de détection pour différentes valeurs du $\boldsymbol{P_{fa}}$.

1.Probabilité de détection des cibles de modèle Swerling V

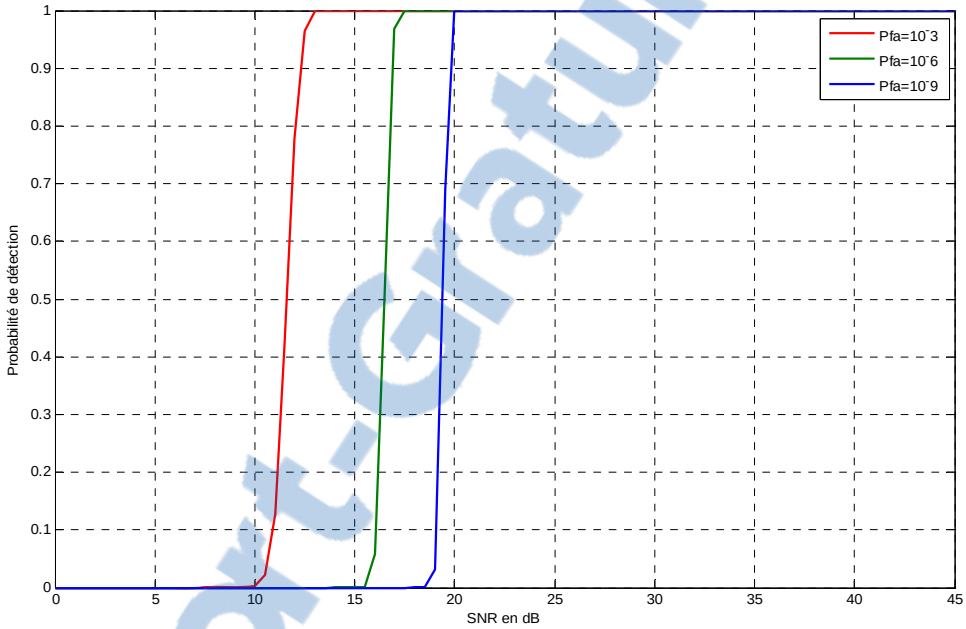


Figure III.8: La probabilité de détection en fonction du SNR, cas du Swerling type V pour $n_p = 10$.

2.Probabilité de détection des cibles de modèle Swerling I

Rapport-Gratuit.com

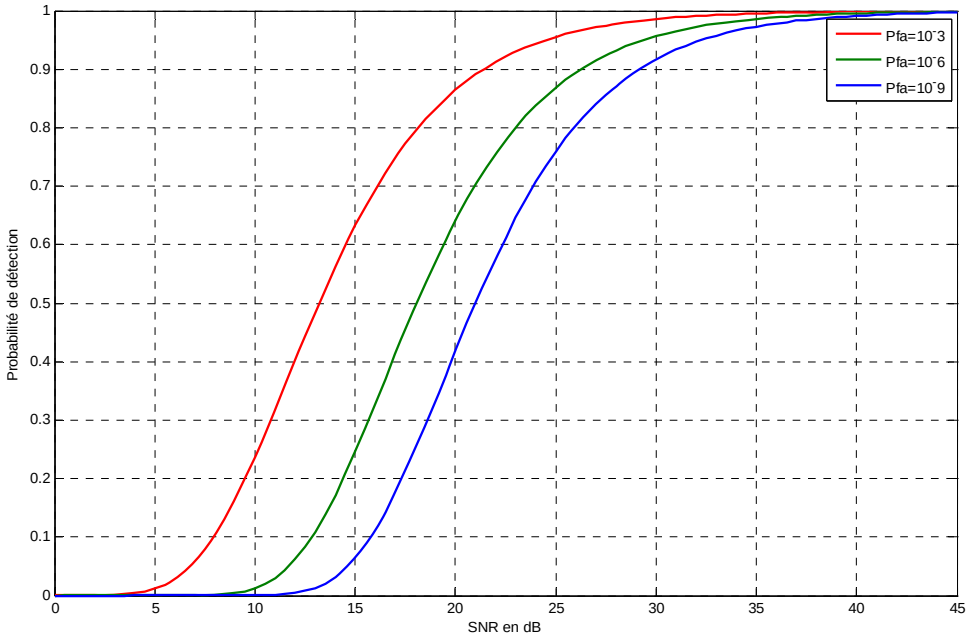


Figure III.9: La probabilité de détection en fonction du SNR, cas du Swerling type I pour $n_p = 10$.

3.Probabilité de détection des cibles de modèle Swerling II

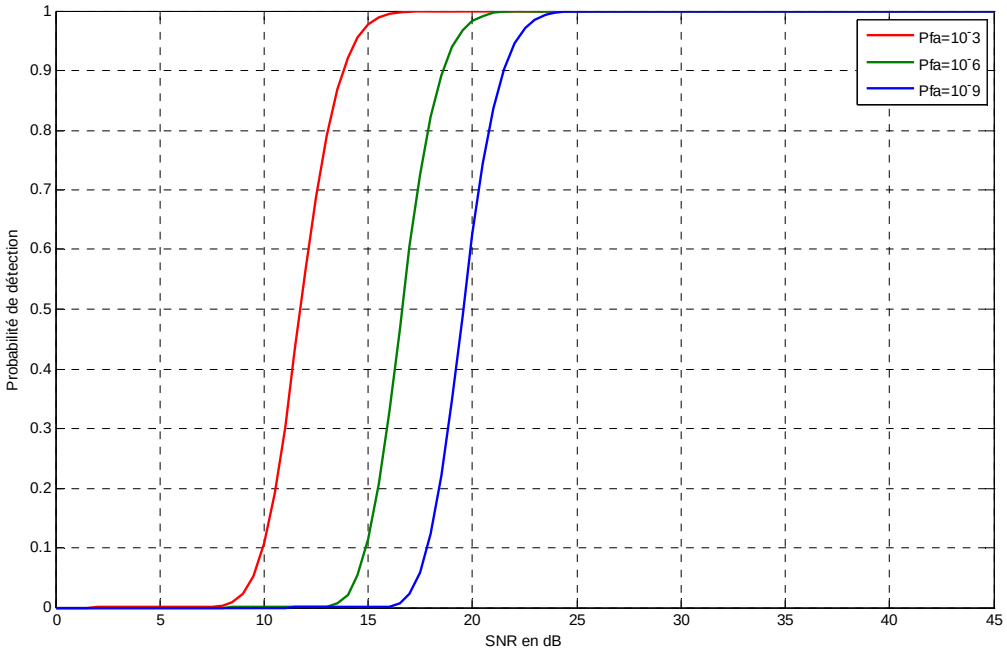


Figure III.10: La probabilité de détection en fonction du SNR, cas du Swerling type IIpour $n_p = 10$.

4.Probabilité de détection des cibles de modèle Swerling III

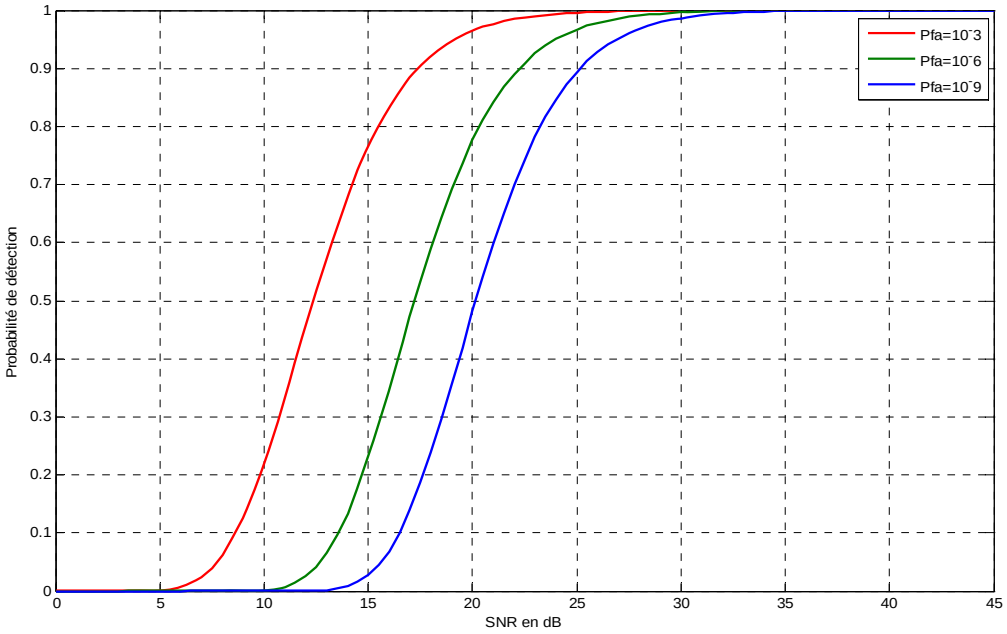


Figure III.11: La probabilité de détection en fonction du SNR, cas du Swerling type III pour $n_p = 10$.

5.Probabilité de détection des cibles de modèle Swerling IV

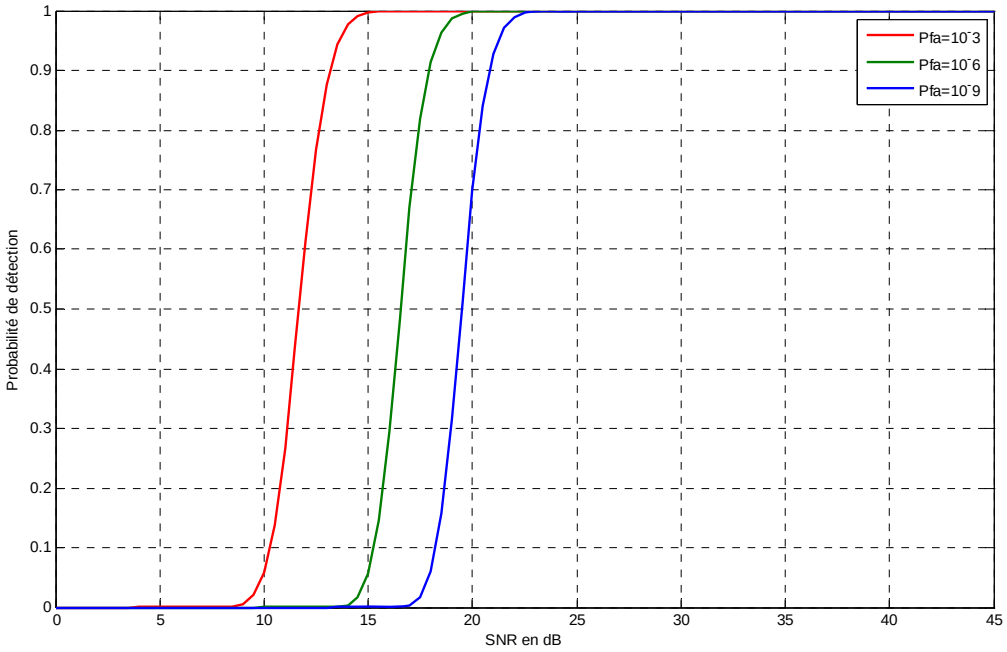


Figure III.12: La probabilité de détection en fonction du SNR, cas du Swerling type IV pour $n_p = 10$.

On constate d'aprés les figures précédentes que le seuil de détection demunie avec l'augmentation de la probabilité de fausse alarme donc la probabilité de détection augmente.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

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.

III.11 Conclusion

Les critères de détection présentés dans les sections précédentes seramènent 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 dés que les caractéristiques statistiques du bruit et du clutter changent. Cette remarque est à la base de proposer les détecteurs à taux de fausse alarme constant (CFAR). Il sera souhaitable de présenter dans le Chapitre suivant les différentes structures CFAR proposées dans la littérature. Nous exposerons également les détecteurs distribués CFAR basés sur les règles extrêmes de fusion.

Chapitre IV

Analyse des détecteurs CFAR

chapitre4

IV.1 Introduction

Dans les détecteurs radar, le problème majeur consiste à détecter des cibles noyées dans un bruit et un clutter non stationnaire tout en maintenant un taux de fausse alarme constant. La détection classique a seuil fixe est médiocre, une faible variation de la puissance du bruit engendre une dégradation des performances du détecteur radar. Pour remédier a ce problème, les chercheurs dans le domaine de la détection ont pense a la détection adaptative, qui utilise un seuil adapte au niveau du bruit et des signaux indésirables. Cette technique estappelée détection a taux de fausse alarme constant CFAR (*Constant False Alarm Rate*). Le seuil dans un détecteur CFAR est fixé sur une 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.

IV.2 La description du modèle

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

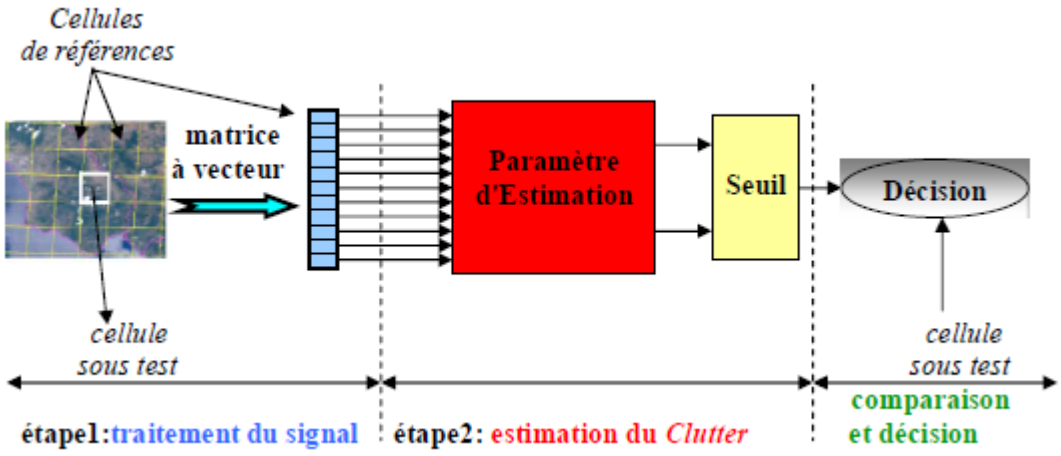


Figure IV.1: Schéma d'un détecteur CFAR.

La "*cellule sous test* " est la cellule centrale, elle comporte le signal à détecter. Deuxfenêtres regroupant des cellules dites "*de références*" qui servirons à estimer la puissance du clutter, sont placees de part et d'autre de la cellule de test, celle a droite est designee par la lettre $\boldsymbol{Y_1}$; et l'autre a gauche par la lettre $\boldsymbol{Y_2}$. 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[22].

IV.2.1 Les différents types de détecteurs CFAR

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

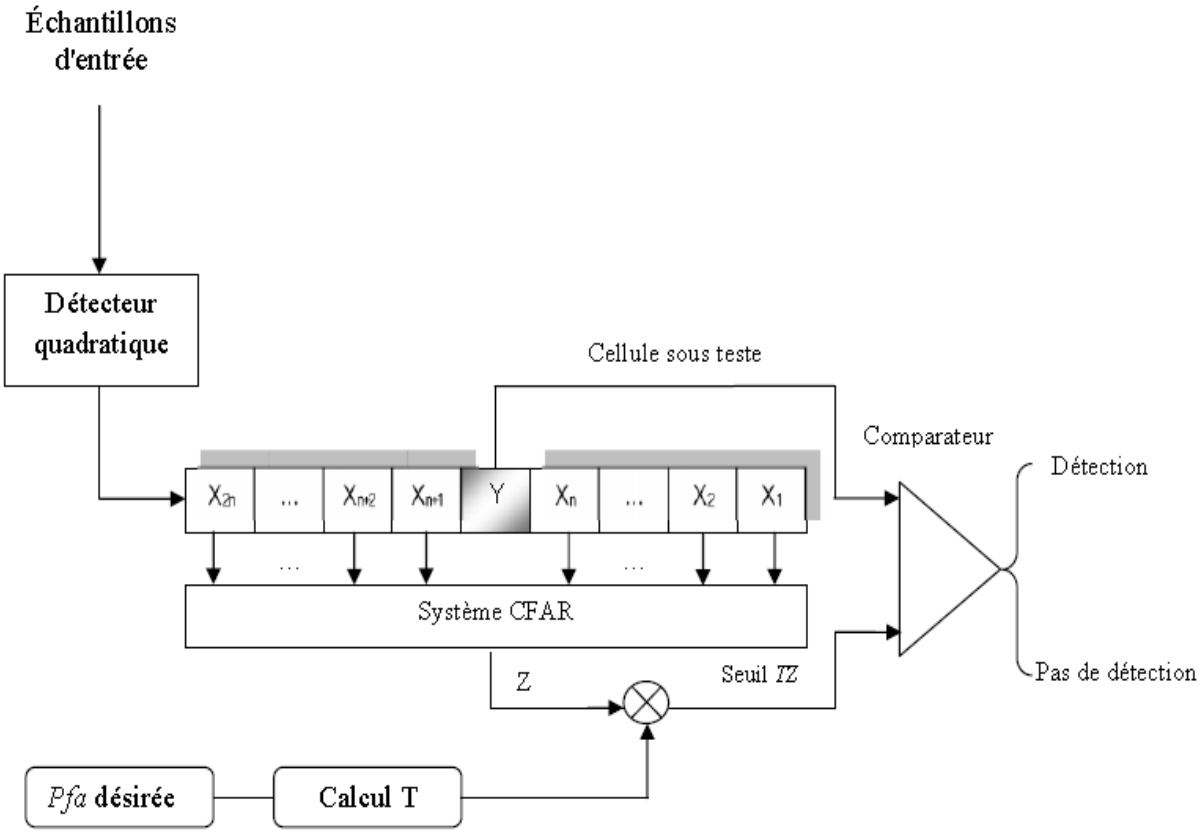


Figure IV.2: schéma fonctionnel de détecteur typique de CFAR.

IV.2.1.1Le détecteur CA-CFAR

Le premier détecteur CFAR est le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging) proposé par Finn et Johnson [23] et illustré dans la Figure IV.3. Le niveau du clutter, dans ce type de CFAR, est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons dans la fenêtre de référence. 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 et analysées.

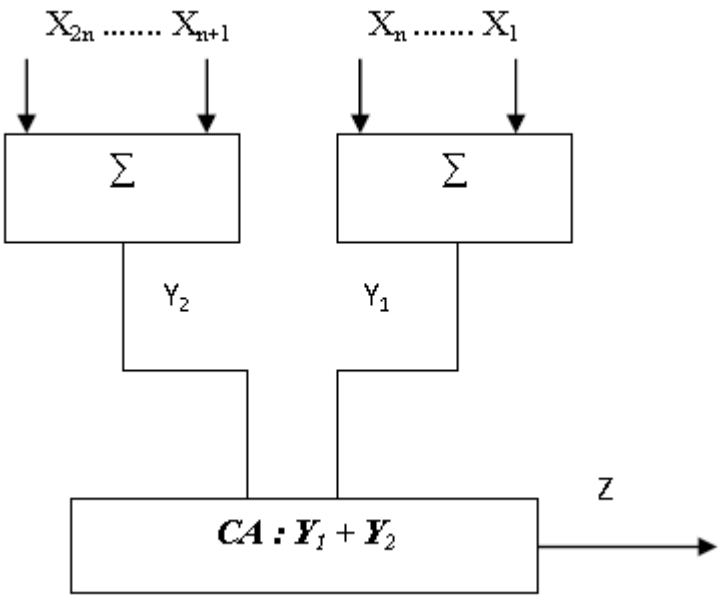


Figure IV.3: Le détecteur CA-CFAR.

a.Le détecteur GO-CFAR

Hansen et Sawyers [24] ontproposé le détecteur GO-CFAR (Greatest Of) qui utilise le maximum des sommesdes sorties des deux fenêtres qui se trouvent dans les deux cotés de la cellule soustest. Le but de cette amélioration est de corriger le problème de l'effet de bord du Clutter.

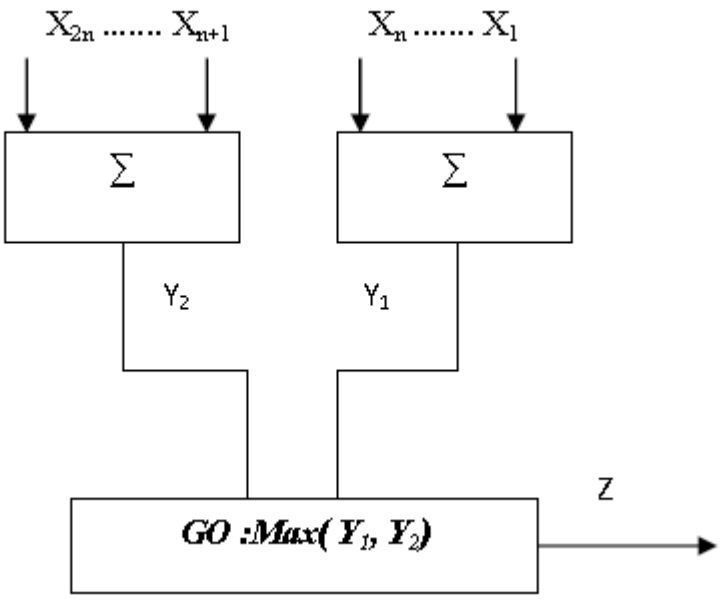


Figure IV.4: Le détecteur GO-CFAR.

b.Le 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), Trunk [25] a proposé le détecteur SO-CFAR(Smallest Of), c'est-à-dire il prend le minimum des deux fenêtres de part et d'autre dela cellule sous test au lieu du maximum.

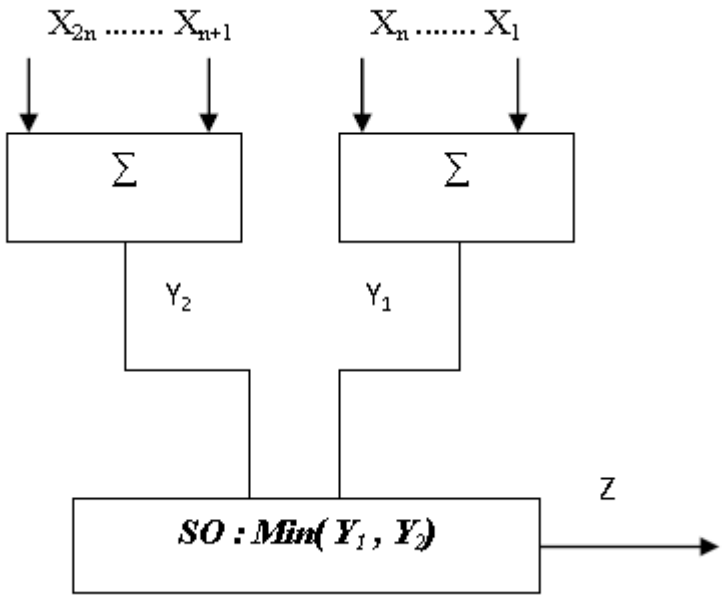


Figure IV.5: Le détecteur SO-CFAR.

IV.2.1.2Le détecteur OS-CFAR

Il a aussi montré, en étudiant la résolution des cellules de référence, que des cibles ne peuvent pas être détectées par le détecteur CA-CFAR, surtout dans le cas ou une cible se trouve dans une seule fenêtre et ne se présente pas dans l'autre fenêtre. Si des cibles interférentes sontprésentes dans les deux fenêtres, ni le détecteur GO-CFAR ni le détecteur SO-CFARne résolvent le problème de l'effet de capture. Pour contourner cette limitation,Rohling [26] a introduit le détecteur OS-CFAR (Order Statistic), c'est-à-dire le détecteur CFAR à statistiques ordonnées comme c'est montré dans la IV. 6dans lequel les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant. Le $\mathbf{k}^{\text{ème}}$ échantillon ordonné est utilisé pour estimer le niveau du clutter. Le rôle majeur du détecteur OS-CFAR est de résoudre leproblème de l'effet de capture en éliminant les cellules qui contiennent des cibles interférentes.

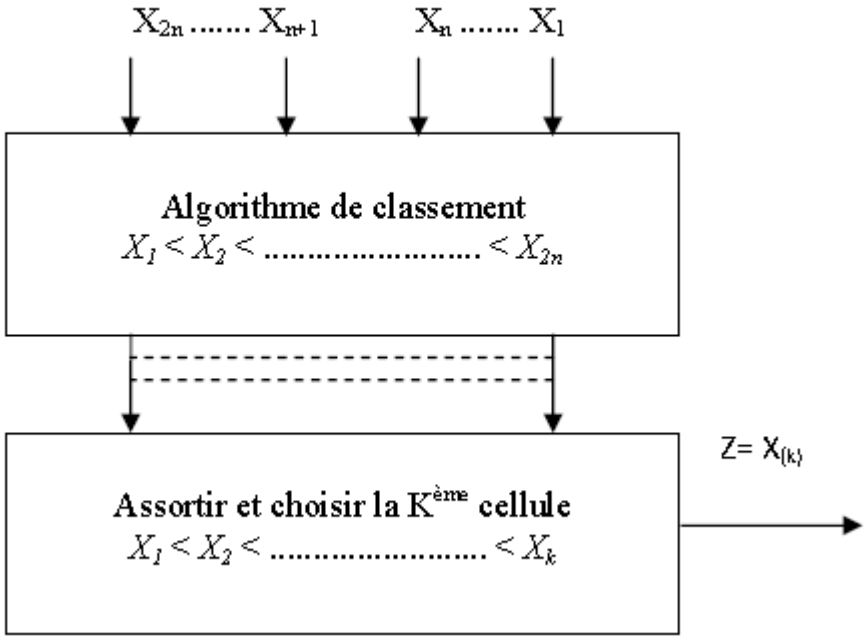


Figure IV. 6: Le détecteur OS-CFAR.

IV.2.2Principedu CFAR

En générale dans un système de détection CFAR, les échantillons visuels détectés quadratiques sont envoyés en série dans un registre à décalage de longueur $\mathbf{N+1=2n+1}$ comme le montre la figure IV.2. La statistique $\boldsymbol{Z}$ qui est proportionnelle à l'estimation de la puissance totale de bruit est formé par le traitement du contenu des cellules de référence $\mathbf{N}$

entourant la cellule sous teste (ou la cellule d'essai) dont le contenu est $\boldsymbol{Y}$. Une cible estdéclarée être présente si $\boldsymbol{Y}$ dépasse le seuil $\boldsymbol{TZ}$, avec $\boldsymbol{T}$ est un facteur multiplicatif constant utilisée pour obtenir une probabilité de fausse alarme désirée pour une fenêtre donnée de taille **N**, lorsque le bruit de milieu total est homogène.

La configuration du détecteur varie en fonction de différents systèmes CFAR. Parexemple. Figure IV indique les schémas du niveau moyen de détection CFAR, le détecteur secompose de deux sommes formant les sommes $\boldsymbol{Y_1}$ et $\boldsymbol{Y_2}$pour les fenêtres principales ettraînantes.

Dans le détecteur CA-CFAR, $\boldsymbol{Z}$ est simplement la somme de $\boldsymbol{Y_1}$ et de $\boldsymbol{Y_2}$, et dans lesdétecteurs GO et de SO-CFAR il est le plus grand ou plus petit des sorties $\boldsymbol{Y_1}$ et $\boldsymbol{Y_2}$respectivement. Le détecteur OS-CFAR est montré dans figure IV.4 et implique une routine de sorte. La plus grande cellule de la fenêtre de $\boldsymbol{K}^{\text{ème}}$ est choisie pour déterminer le seuil.

IV.3 Formulation mathematique du probléme

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

$$f(x) = (1/2)exp\,(-x/2)\ \ , x \geq 0 \quad \text{(IV.1)}$$

Sous l'hypothèse nulle $\boldsymbol{H_0}$ d'aucune cible dans une plage de cellules et de milieu homogène, est la puissance total de bruit thermique plus clutter d'environnement, qui estdésignée par $\boldsymbol{\mu}$.

Sous l'hypothèse alternative $\boldsymbol{H_1}$ de la présence d'une cible, est $\boldsymbol{\mu}(\mathbf{1} + \overline{\boldsymbol{S}})$, où $\overline{\boldsymbol{S}}$ est lamoyenne du signal à bruit total (SNR) d'une cible.

Cela signifie que nous sommes en supposant un modèle *Swerling I* pour les échosradar d'une cible et une statistique gaussienne pour l'environnement.
Nous supposons également que les observations dans les $\mathbf{N+1}$ cellules, $\boldsymbol{y}$ compris lacellule sous teste, sont statistiquement indépendantes.

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

$$\begin{cases} \mu, & sous H_0 \\ \mu(1+\bar{S}), & sous H_1 \end{cases} \quad \text{(IV.2)}$$

Et pour les **N** cellules de référence entourant la cellule sous teste qui contient la valeurde est toujours $\boldsymbol{\mu}$. L'hypothèse d'un modèle *Swerling I*pour les retours de cible et del'hypothese gaussienne pour l'environnement conduit a une simplification utile des analysesde nos détecteurs CFAR, permettant la dérivation des expressions des performances quipermettent des comparaisons intéressantes à faire.

Les performances en un environnement homogène d'un système CFAR est indépendante de la puissance totale $\boldsymbol{\mu}$, que ce soit la puissance de bruit thermique ou clutterplus bruit thermique.

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

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

IV.4 Analyse des performances d'un détecteur optimal

Le détecteur optimal fixe un seuil fixé pour déterminer la présence d'une cible sous l'hypothèse que la puissance total du bruit homogène $\boldsymbol{\mu}$est connue à priori. Dans ce cas, la probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$, est donnée par [27]

$$P_{fa} = P[Y > Y_0/H_0] = exp\ (-Y_0\ /\ 2\mu) \quad \text{(IV.3)}$$

Où$\boldsymbol{Y_0}$désigne le seuil fixé optimale. De même, la probabilité de détection optimale$\boldsymbol{P_d^{opt}}$ estdonnée par:

$$P_d^{opt} = P[Y > Y_0/H_1] = exp\ (-Y_0\ /\ 2\mu(1+\bar{S})) \quad \text{(IV.4)}$$

En substituant (IV. 3) dans (IV. 4) nous obtenons :

$P_d^{opt} = [P_{fa}]^{1/(1+\bar{S})}$(IV.5)

Il est clair que dans le détecteur CFAR le seuil varie selon les informations locales ausujet de la puissance totale de bruit. La statistique $\boldsymbol{Z}$ 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.

$P_{fa} = E_Z\{P[Y > TZ/H_0]\}$(IV.6)

On peut aussi écrire :

$$P_{fa} = E_Z\{\int_{TZ}^{\infty} (1/2\mu)\, exp(-y/2\mu)\, dy\}$$

$$= E_Z\{exp(-TZ/2\mu)\}$$

$= M_Z(T/2\mu)$(IV.7)

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

$P_d = E_Z\{P[Y > TZ/H_1]\}$(IV.8)

Puisque, selon l'hypothèse du signal $\boldsymbol{H_1}$ présente la moyenne $\mathbf{2} = \mathbf{2}\boldsymbol{\mu}\,(\mathbf{1} + \bar{\boldsymbol{S}})$, nouspouvons déterminer $\boldsymbol{P_d}$ en remplaçant simplement $\boldsymbol{\mu}$ avec $\boldsymbol{\mu}\,(\mathbf{1} + \bar{\boldsymbol{S}})$ dans (IV.7):

$P_d = M_Z[T\ /\ 2\mu(1 + \bar{S})]$(IV.9)

IV.5 Methode de mesure de la performance de détecteur

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Le seuil optimal est fixé en fonction de la puissance de bruit totale comme indiqué en(IV. 3). Il est évidemment utile d'avoir une idée de la perte de la puissance de détection pourun détecteur proposé CFAR par rapport au détecteur optimal pour un bruit d'environnementhomogène. De toute évidence, cette perte de puissance de détection peut varier en fonction dutaux de fausse alarme constant et la taille de la fenêtre.

Il existe deux méthodes différentes qui peuvent être utilisés pour mesurer cetteperformance relative d'un détecteur CFAR.

IV.5.1La 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, $\boldsymbol{P_d}$ = 0,5).

IV.5.2La méthode de seuil moyen

On peut utiliser un autre critère lié à celui-ci basé sur le seuil moyen depuis le seuil etla 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, lacomparaison du seuil fixé optimale avec le seuil de détection moyen ADT (the averagedetection threshold)[26] 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 estindépendante de la probabilité de détection. Nous utilisons la notion d'ADT pour comparer les

différents schémas de traitement CFAR.

IV.6 Analyse des détecteurs CFAR

IV.6.1 Analyse de détecteur CA-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 $\boldsymbol{\mu}$ dans l'hypothèse de bruit de milieu exponentielle homogène.

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

Où $\boldsymbol{X_i}$sont les cellules de distance autour de la cellule à l'essai. La densitéexponentielle est un cas particulier de la densité gamma avec $\boldsymbol{\alpha = 1}$ dans le Pdf

$$f(y) = \beta^{-\alpha} y^{\alpha-1} exp\,(-y/\beta)\,/\,\Gamma(\alpha) \quad \text{(IV.11)}$$

$$y \geq 0, \alpha \geq 0, \beta \geq 0$$

Où $\boldsymbol{\Gamma(\alpha)}$ désigne la fonction gamma d'habitude qui a une valeur $(\boldsymbol{\alpha - 1})!$pour $\boldsymbol{\alpha}$entier.
La fonction de distribution cumulative (Cdf) correspondant à ce Pdf est notée $\boldsymbol{G}\ (\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$, Nous écrire $\boldsymbol{Y} \sim \boldsymbol{G}\ (\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$ signifie que $\boldsymbol{Y}$ est une variable aléatoire de données dans Pdf (IV.11). La mgf correspondant à la distribution $\boldsymbol{G}\ (\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$ est:

$$M_y(\mu) = (1 + \beta\mu)^{-\alpha} \quad \text{(IV.12)}$$

En utilisant la notation ci-dessus nous avons $\boldsymbol{X_i} \sim \boldsymbol{G}\ (\boldsymbol{1}, \boldsymbol{2\ \mu})$ et$\boldsymbol{Z} \sim \boldsymbol{G}\ (\boldsymbol{N}, \boldsymbol{2\ \mu})$. Laprobabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$ pour le détecteur CA-CFAR est obtenue en substituant (IV.12) dans (IV. 9) avec $\boldsymbol{B = 2\mu}$ qui donne [28]

$$P_d = [1 + T\ /\ (1 + \bar{\boldsymbol{S}})]^{-N} \quad \text{(IV.13)}$$

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

$$T = \left(P_{fa}\right)^{-1/N} - 1 \quad \text{(IV.14)}$$

Il est clair à partir de (IV.13) et (IV.14) que les deux probabilités de détection et defausse alarme sont indépendants de $\boldsymbol{\mu}$.

IV.6.2Calcul de perte de performance de détection CFAR

Comme on a soutenu précédemment, le seuil moyen de détection est une bonnemesure globale de la perte de SNR dans un détecteur CFAR par rapport à la SNR de détecteur optimale. Nous avons à nouveau insisté sur le fait que l'ADT est une autre mesure de calculer la perte de performance de détection dans un détecteur CFAR. Ce n'est pas une approximation de la perte ou classiques qui sont vrai SNR supplémentaires nécessaires pour un détecteurCFAR à atteindre la probabilité de détection optimale. Pour des valeurs données de

la $\boldsymbol{P_{fa}}$et la**N**. L'ADT est indépendante de la probabilité de détection que la perte n'est pas vraie. L'ADTest défini comme la quantité normalisée [26]

$$ADT = E(TY) \ / \ 2\mu \text{(IV.15)}$$

Pour le détecteur optimal ADT est tout simplement $\boldsymbol{Y_0/2\mu}$ (qui est $-\boldsymbol{ln}\,(\boldsymbol{P_{fa}})$), voir (IV. 3)Mais dans un détecteur CFAR,

$$E(Z) \ / \ 2\mu = -\frac{d}{dT} M_Z(T \ / \ 2\mu)\Big|_{T=0} \text{(IV.16)}$$

Et l'ADTse trouve de (IV.15) par la substitution (IV.12) dans (IV.16) avec $\beta = 2\mu$ donnant

$$ADT = NT \text{(IV.17)}$$

Il convient de noter que l'ADT est indépendante de $\boldsymbol{\mu}$. Cela est vrai pour tout système CFAR en général depuis le côté droit de (IV.16) est toujours indépendant de $\boldsymbol{\mu}$. Le tableau IV.1 énumère les valeurs de $\boldsymbol{T}$ et ADT pour $\boldsymbol{P_{fa} = 10^{-4}, 10^{-6}, 10^{-8}}et\mathbf{N} = \mathbf{8, 16, 24, 32}$. Beaucoup nombre des valeurs de $\boldsymbol{T}$ sont également donnés dans [29]. Pour un **N** donné, le facteur multiplicatif $\boldsymbol{T}$ et ADT augmente avec $\boldsymbol{P_{fa}}$. Mais pour une $\boldsymbol{P_{fa}}$ fixée, $\boldsymbol{T}$ et ADTdiminuent avec l'augmentation de **N**, celui-ci s'approche de la valeur optimale comme indiqué dans le tableau IV.1.

P_{fa}	Optimum	N=8		N=16		N=24		N=32	
	ADT	T	ADT	T	ADT	T	ADT	T	ADT
10^{-4}	9.21	2.162	17.3	0.778	12.45	0.468	11.23	0.334	10.673
10^{-6}	13.80	4.623	37.0	1.371	21.94	0.778	18.68	0.540	17.278
10^{-8}	18.42	9.000	72.0	2.162	34.60	1.154	27.71	0.778	24.905

***Tableau IV.1: Constant facteur multiplicatif T et seuil de détection moyen de détecteur CA-CFAR et leseuil de détection moyen de détecteur Optimum* [27].**

Nous pouvons également utiliser ADT comme un seuil normalisé fixe pour calculer une perte approximative SNR pour un détecteur CFAR.

La perte de SNR est défini en général comme $\mathbf{10log(\overline{S}/\overline{S}_{opt})}$où $\overline{\boldsymbol{S}}$ et$\overline{\boldsymbol{S}}_{\boldsymbol{opt}}$ sont les SNR desdétecteurs CFAR et optimale, résultant d'une probabilité de détection particulière. Cette perte approximative peut être calculée analytiquement pour le détecteur CA-CFAR simplement en remplaçant $\boldsymbol{Y_0/2\mu}$ avec l'ADTdu détecteur CA-CFAR dans (IV.4).

Pour analyser les performances des détecteurs CA-CFAR lorsque la fenêtre deréférence ne contient plus les échos du radar venus d'un environnement homogène, comme dans le cas des bords du clutter, l'hypothèse d'indépendance statistique des cellules de référence est retenue. Supposons que la fenêtre de référence contient $\boldsymbol{r}$ cellules du clutter d'environnement avec la puissance du bruit $\boldsymbol{\mu_0(1+C)}$ et $\boldsymbol{r-N}$cellules d'un environnement clair avec la puissance du bruit $\boldsymbol{\mu_0}$. Puis, la puissance de bruit totale estimée est obtenue à partir

$$Z=\sum_{i=1}^{r}X_i+\sum_{i=1}^{N}X_i=Z_1+Z_2 \text{(IV.18)}$$

Lorsque$Z_1 \sim G(r, 2\mu_0(1+C))$ et $Z_2 \sim G\ (Nr, 2\mu_0\ )$. Depuis $\boldsymbol{Z_1}$ et $\boldsymbol{Z_2}$ sont indépendants, la mgf de $\boldsymbol{Z}$ est simplement le produit des mgfs individuel de $\boldsymbol{Z_1}$ et $\boldsymbol{Z_2}$.

Par consequent, en supposant que la cellule d'essai est d'un environnement clair, nous avons[27]

$$P_{fa}=[1+(1+C)T]^{-r}[1+T]^{r-N} \text{(IV.19)}$$

Comme la fenêtre balaie la plage de cellules, plusieurs cellules de clutterd'environnement entrer dans la fenêtre de référence. Finalement, lorsque la cellule sous teste vient d'un fond de fouillis, nous avons

$$P_{fa}=M_Z[T/2\mu_0(1+C)] \text{(IV.19)}$$

En fin de compte, lorsque la cellule sous teste vient d'un clutter d'environnement,*Gandhi et Kassam* donnez la fome $\boldsymbol{P_{fa}}$ suivant [27] :

$$P_{fa}=(1+T)^{-r}(1+T/(1+C))^{r-N} \text{(IV.20)}$$

Les équations (IV.19) et (IV.20) réduisent à l'expression de taux de fausse alarme deconception si $\boldsymbol{C}$ est placé à zéro.

IV.5.2Résultats de simulations pour le CA-CFAR

Les figures IV.7 et IV.8 représentent la variation de la probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$en fonction du SNR, pour des nombres de cellules **N**= 8, 16, 32 et différente probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$ égale 10^{-6}, 10^{-9}du système CA-CFAR.

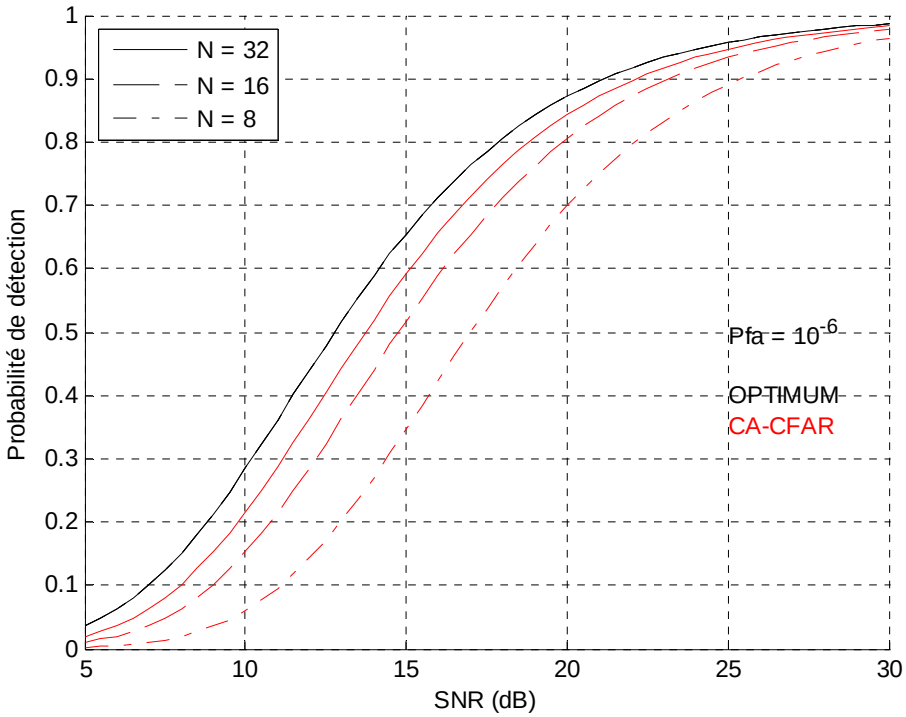


***Figure IV. 7: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur CA-CFAR pour Pfa=10^{-6}et différentes valeurs de* N.**

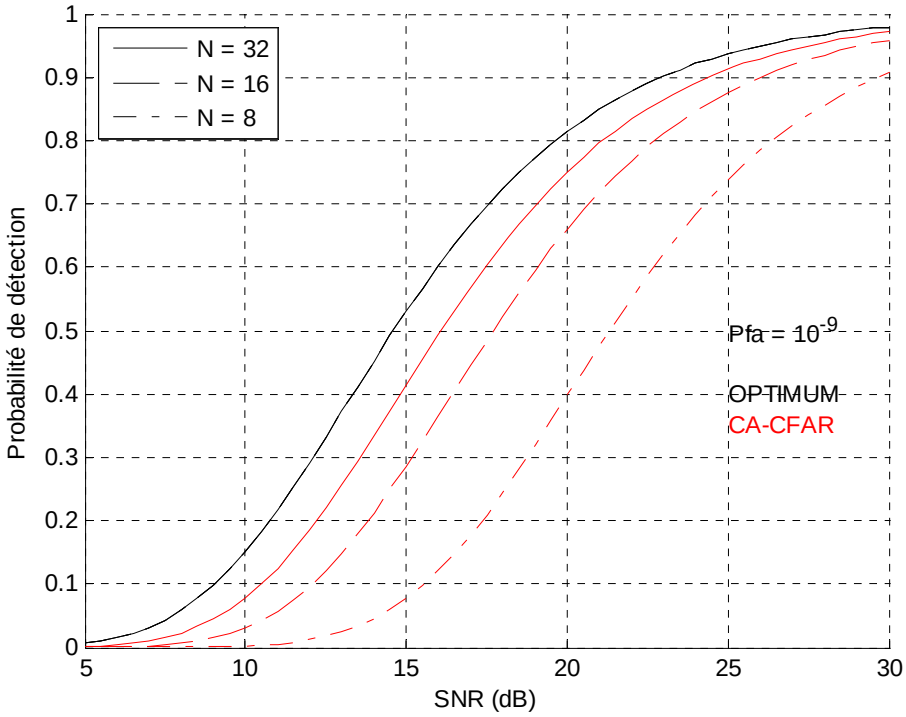


***Figure IV. 8: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur CA-CFAR pour Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de* N.**

On peut clairmentvoir des deux figure que la probabilité de détection du détecteur CA-CFAR s'approche de celle du détecteur optimal lorque **N** et le SNR augmentent.

IV.5.3Analyse du détecteur GO-CFAR

Un système de détection modifié est proposée et analysée dans [24, 30], connu commele " greatest of " (GO) procédure CFAR, vise spécifiquement à réduire le nombre de faussesalarmes excessives sur les bords de l'environnement. La puissance de bruit total est estimée àpartir de la plus grande des deux montants différents pour le calcul et le retard fenêtre depremier plan, comme le montre la figure IV.4 Pour ce régime, nous avons :

$$Z = \max\,(Y_1 + Y_2) \qquad \text{(IV.21)}$$

Où

$$Y_1 = \sum_{i=1}^{n} X_i \ \text{ et} Y_2 = \sum_{i=n}^{n+1} X_i \ \text{.(IV.22)}$$

Avec $\boldsymbol{n} = \boldsymbol{N} / \mathbf{2}$. En général, la Pdf de $\boldsymbol{Z}$ défini dans (IV.21) est donnée par

$$f_z(z) = f_1(z)F_2(z) + f_2(z)F_1(z)\text{(IV.23)}$$

Où $\boldsymbol{f_i}$ et $\boldsymbol{F_i}$ sont les Pdf et Cdf, respectivement, de la variable aléatoire $\boldsymbol{Y_i}$, avec $\boldsymbol{Y_1}$ et $\boldsymbol{Y_2}$indépendants. Pour un milieu homogène, nous avons $\boldsymbol{F_i} = \boldsymbol{G}\,(\boldsymbol{n}, \boldsymbol{2\mu})$. La probabilité de fausse alarme dans ce cas est obtenue par le calcul du mgf de $\boldsymbol{Z}$ [31] il est :

$$P_{fa} = 2(1+T)^{-n} - 2\sum_{i=0}^{n-1}(n+i-1)(2+T)^{n+i} \quad \text{(IV.24)}$$

Où $\boldsymbol{T}$ est la constante de multiplication qui dépend de la taille de la fenêtre de référence **N** et la probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$. La probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$ se trouve par une simple remplacement $\boldsymbol{T}$ par $\boldsymbol{T}/(\boldsymbol{1}+\overline{\boldsymbol{S}})$ dans (IV.24). La modification de GO introduit uneperte supplémentaire de détection par rapport à la perte de détecteur CA-CFAR quandl'environnement est uniforme, mais il se trouve à moins de *0,3 dB* [24,28-32], qui estgénéralement tout à fait acceptable.

IV.5.4 Résultats de simulations pour le GO-CFAR

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

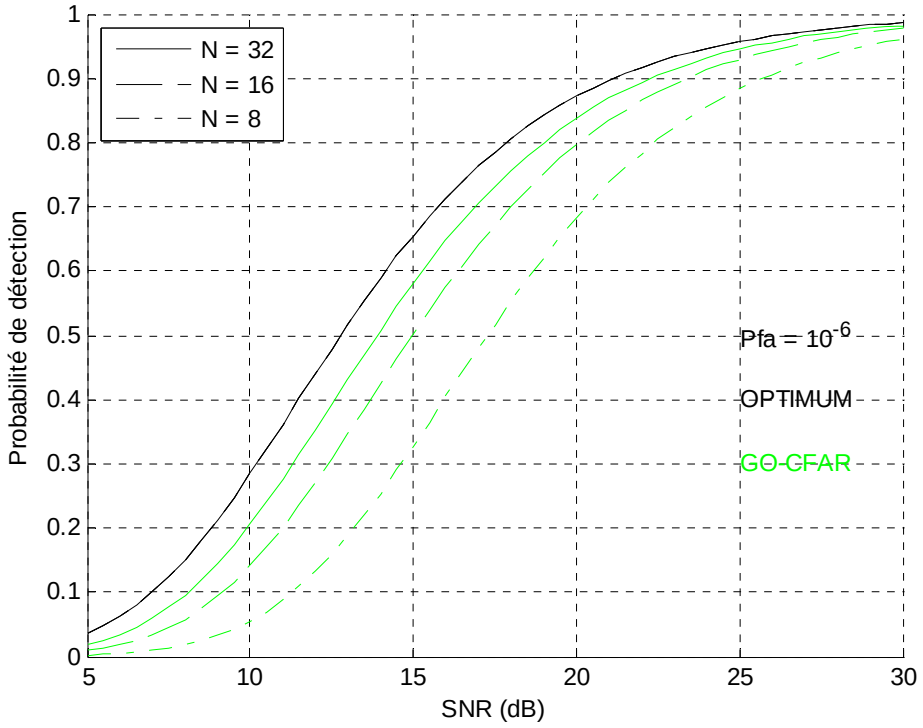


***Figure IV. 9: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour Pfa=10^{-6}et différentes valeurs de* N.**

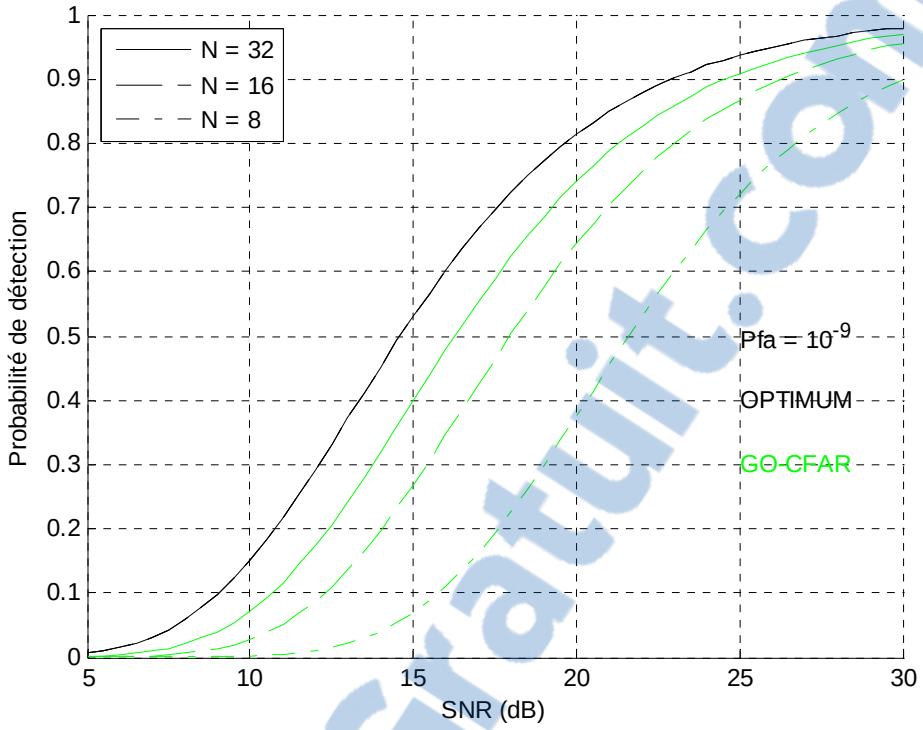


***Figure IV. 10: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur GO-CFAR pour Pfa=10^{-9}et différentes valeurs de* N.**

Les même remarque constater pour le détecteur CA-CFAR sont repporter dans le détecteur GO-CFAR.

IV.5.4 Analyse du détecteur SO-CFAR

Le détecteur SO-CFAR « *smallest of*», a été présenté [25] 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.

$$Z = \min(Y_1, Y_2) \qquad \text{(IV.25)}$$

$\boldsymbol{Y_1}$ et $\boldsymbol{Y_2}$ étants définis dans (V.22), la Pdf de $\boldsymbol{Z}$ est donnée par :

$$f_z(z) = f_1(z)[1 - F_2(z)] + f_2(z)[1 - F_1(z)]$$
$$= f_1(z) + f_2(z) - (f_1(z)F_2(z) + f_2(z)F_1(z)) \qquad \text{(IV.26)}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

L'expression entre parenthèses dans (IV.26) est tout simplement la Pdf de $\boldsymbol{Z}$ pour lessystèmes GO-CFAR donnée par (IV.24). Par conséquent, si on remplace (IV.26)dans (IV.7) nous obtenons pour le système SO-CFAR:

$$P_{fa} = M_{Y_1}\left(\frac{T}{2\mu}\right) + M_{Y_2}\left(\frac{T}{2\mu}\right) - P_{fa}^{Go})) \qquad \text{(IV.27)}$$

Où $\boldsymbol{M_{Y_1}(T)}$et $\boldsymbol{M_{Y_2}(T)}$sont les mgfsde $\boldsymbol{Y_1}$et$\boldsymbol{Y_2}$, respectivement sont calculés en utilisant (IV.12), et $\boldsymbol{P_{fa}^{Go}}$est $\boldsymbol{P_{fa}}$de (IV.24). L'expression (IV.27) donne une relation très simple entre les performances du détecteurs SO-CFARet celle du GO-CFAR. La probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$est encore donnée par le remplacement $\boldsymbol{T}$avec $\boldsymbol{T/(1+\overline{S})}$dans (IV.27).

IV.5.5Résultats de Simulations de l'analyse de SO-CFAR

Les figures IV.11 et IV.12 représentent la variation de la probabilité de détection $\boldsymbol{P_d}$en fonction duSNR, pour des nombres de cellules **N**= 8, 16, 32 pour différentes probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$égale 10^{-6}, 10^{-9}, respectivement du système SO-CFAR.

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 détection dans le milieu de bruit homogène comparé aux détecteur CA et GO.

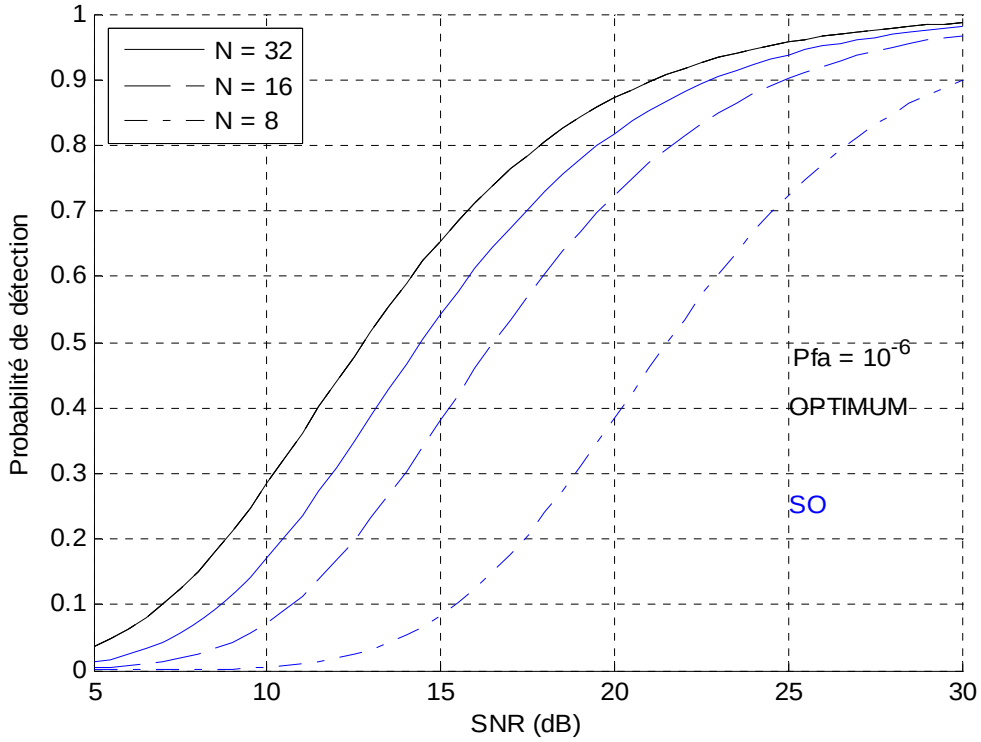


***Figure IV. 11: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour Pfa=10^{-6} et différentes valeurs de* N.**

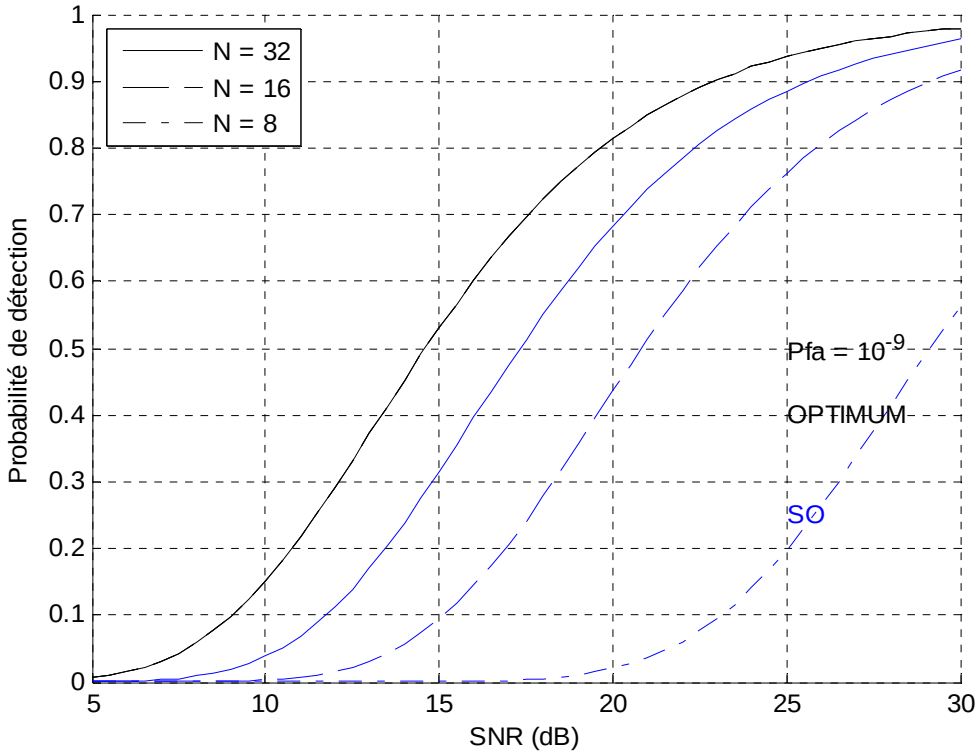


***Figure IV. 12: La probabilité de détection en fonction du SNR Cas du détecteur SO-CFAR pour Pfa=10^{-9} et différentes valeurs de* N.**

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

IV.6 Comparaison des différents détecteurs CFAR

Les figures IV.13 et IV.14 représentent la comparaison entre les performances des différents détecteur étudier, pour des nombres de cellules **N**= 8, 16, 32 et différentes probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}} égale\ 10^{-6}$, 10^{-9}, respectivement :

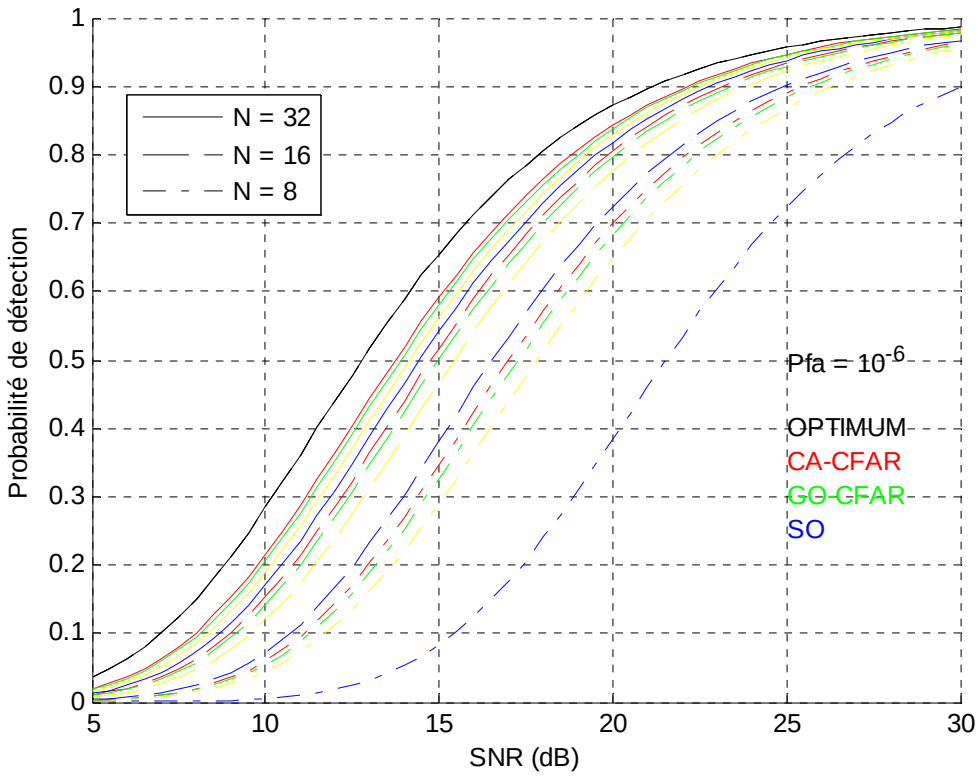


Figure IV. 13: Comparaison entre les détecteurs CFAR,
***P_{fa}=10^{-6}et différentes valeurs de* N.**

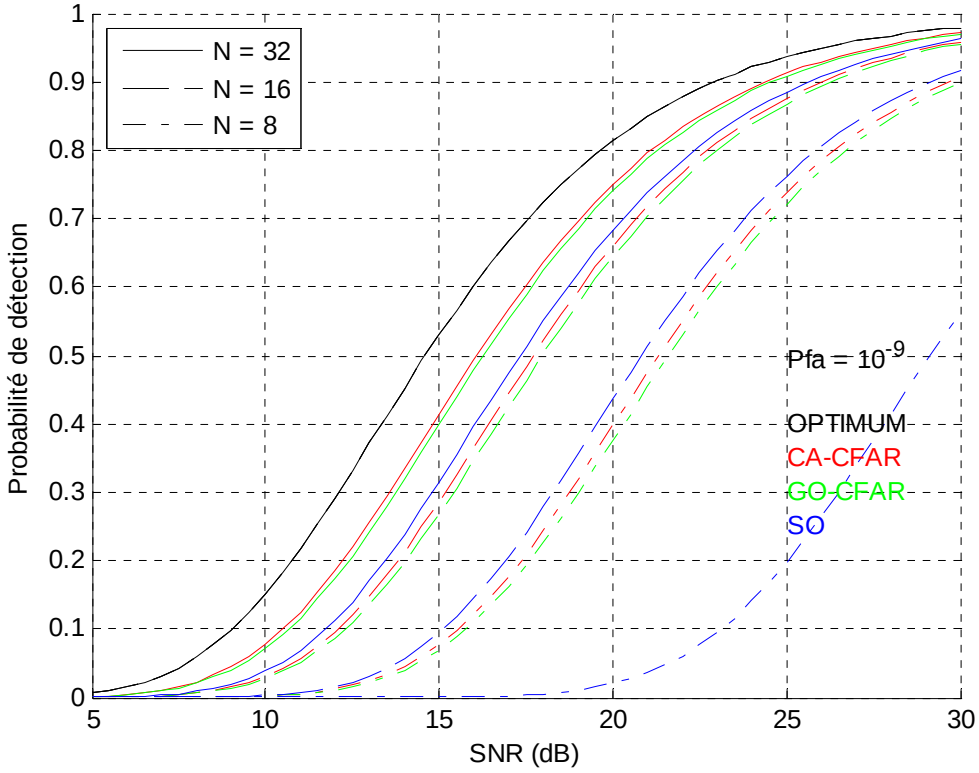


***Figure IV. 14: Comparaison entre les détecteurs CFAR, P_{fa}=10^{-9}et différentes valeurs de* N.**

Les figure IV.13 et IV.14 représentent les performances de détection dans un milieu homogène des systèmes CA, GO et SO-CFAR en fonction du SNRcible primaire avec $\boldsymbol{P_{fa}}$=10^{-6} et 10^{-9}pour différentes taille de la fenêtre **N**. Des probabilités de détection proche de celle du détecteur optimal sont obtenues lorsque la valeur de **N** augmente. Le détecteur de 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.

IV.7 Conclusion

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

etanalyser le problème de la détection CFAR dans un clutter d'environnement considéré homogène représenté par une distribution gaussienne et les cibles modélisés par le modèle de *Swerling I*.

Pour cela nous avons choisi d'utiliser plusieurs types de détecteurs le CA, GO et SO-CFAR, afin de déterminer la performance de chacun d'entre eux dans différentes situations. Ces situations sont été présentées suivant la variation du nombre de cellules**N**, la variation de la probabilité de fausse alarme $\boldsymbol{P_{fa}}$en fonction de SNR.

Conclusion Générale

conclusion générale

Conclusion générale

Les détecteurs CFAR peuvent être utilisés avec profit dans de nombreuses situations. Leurs résultats permettent de détecter des cibles noyées dans des signaux parasites dont les puissances sont inconnues tout en maintenant un taux de fausse alarme constant contrairement à la détection classique à seuil fixe. L'originalité du processus CFAR réside dans l'estimation du niveau du bruit; cetteestimation qui permet d'adapter le seuil de détection à la variation du bruit.

De ce fait, ont découlé plusieurs détecteurs CFAR, l'idée principale restant cependant la même. Dans le détecteur CA-CFAR, par exemple, le niveau du clutter est estimé par la moyenne arithmétique des échantillons. 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.

Dans le présent mémoire est divisé en quatre chapitres. Le premier donne une introduction aux systèmes Radar et ses différentes composantes. Le deuxième chapitre porte une analyse de l’équation radar en fonction de la surface équivalente et de la puissance d’émission, des résultats de simulation sont aussi présenté dans ce chapitre. Le troisième chapitre analyse la théorie de détection Radar et introduit la notion de probabilité de fausse alarme ainsi que les modèles des ciblesSwerling quels soientfluctuantes ou non.

Dans le quatrième chapitre, nous présentant une analyse de performances des différents détecteurs CFAR et une comparaison entre eux.

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.

Bibliographie

[1]Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision:Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 9 Juillet 2011.
Site Internet:Www.Radartutorial.Eu.

[2]Mr S.Meguelati,"**Cours Radar**",Université De Blida,5éme Année Ingénieur,Département Aéronautique(Option:Installation),Année:2009/2010.

[3]Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision:Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 3 Août 2011.
Site Internet:Www.Radartutorial.Eu.

[4]Latifa Abdou "**Application Des Algorithmes Évolutionnaires À L'optimisation Du Seuil De Détection Dans Les Systémes Distribués Cfar**",Thése De Doctorat En Science En Électronique,Université De Batna, 08 Avril 2009.

[5]Souâd Chabbi, "**Detection Adaptative Cfar A Censure Automatique Basse Sur Les Statistiques D'ordre En Milieux Non Gaussiens**" Université De Constantine, Département D'électronique, Promotion 2008.

[6]B. Atrouz, "**Les Systems Radar**", Ecole Militaire Polytechnique.

[7]Laroussi, T "**Détection Adaptative Cfar De Cibles Chi Square Corrélées À Plusieurs Degrés De Liberté En Présence De Fouillis Rayleigh Corrèle**",These De Doctorat D'etat, Université De Constantine, Année 2005.

[8] Achbi Medsaid,Abadli A/Moutaleb «**Analyse Des Performances Des Détecteurs Ca,Os Et Ml-Cfar Dans Un Clutter De Distribution Weibul**»,Université Mohamed Khider-Biskra,Mémoire De Fin D'étude En Vue De L'obtentiondu Diplôme D'ingénieur D'état En Automatique,Promotion2007.

[9]M. Barkat. " **Signal Detection And Estimation** ", Artech House Radar Library,Ma 02062, 2Émé Édition 2006.

[10]Achachi Abdeleli,"**Modelisation D'un Radar Secondaire PourUn Trafic Aerien**" ,Magister En Electronique Option : Micro-Ondes, Université De Batna, 02/03/2010.

[11]Christophe Villien," **Prévision De Trajectoires 3-D En Temps Réel**", Thèse De Doctorat (Spécialité : Traitement Du Signal),Université Louis Pasteur Strasbourg, 2006.

[12]Sonia Zine, "**Contribution De La Télédétection Satellitale Radar Pour Le Suivi Des Paramètres De Surface D'une Zone Sahélienne Agro-Pastorale**", Thèse De Doctorat En Sciences De L'information Géographique, Université De Marne-La-Vallée, Décembre 2004.

[13]Ramin Deban,"**Analyse Et Développement De Radar À Diversité Spatiale: Applications À L'évitement De Collisions De VéhiculesEt Au Positionnement Local**", Thèse De Philosophiæ Doctor (Ph.D)(Génie Électrique) , Université De Montréal,Avril 2010.

[14]Nizar Obeid,"**Evaluation Des Performances En Localisation D'un Radar Ultra Large Bande Millimetrique Pour L'automobile**",Théses De Doctorat En Electronique,Université Des Sciences Et Technologies De Lille,2010.

[15]A.Hadjlarbi Et Bellache Eliasse, "**Etude Comparative Des Détecteurs Cfar Et Les Systèmes Distribuées En Présences De Cibles Interférentes** ", Mémoire D'ingénieur, Département D'électronique, Université De M'silla, 2004.

[16]Mahafza, B. R., "**Radar Systems Analysis And Design Using Matlab**," Phd, Colsa Corporation; Huntsville, Alabama; Chapman & Hall/Crc 2000.

[17]Ong, K. P., "**Signal Processing For Airborne Bistatic Radar**," Phd Thesis, The University Of Edinburgh, June 2003.

[18]Kolawole, M. O., "**Radar Systems, Peak Detection And Tracking**," Phd, Newnes Linacre House, Jordan Hill, Oxford Ox2 8dp-2002.

[19]Bassem R. Mahafza, Atef Z. Elsherbeni " **Matlab Simulations For Radar SystemsDesign**", A Crc Press Company, Washington, Année 2004.

[20]Difranco, J. V. Et Rubin, W. L.,"**Radar Detection**", Artech House, Année 1980.

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

[22]Achbi Med Said Et Abadli A/Moutaleb **" Analyse Des Performances Des Detecteurs Ca,Os Et Ml-Cfar Dans Un Clutter De Distribution Weibull**", Memoire De Fin D'etude EnVue De L'obtention Du Diplome D'ingenieur D'etat En Automatique, UniversiteMohamed Khider- Biskra Année 2007.

[23]Finn, H.M., Et Johnson, R.S. "***Adaptive Detection Mode With Threshold Control As A Function Of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates***". *RCA Review, Année* 1968.

[24] Hansen, V.G. ***"Constant False Alarm Rate Processing In Search Radars***". IEEETransactions On Aerospace And Electronic System 1973.

[25] Trunk, G.V. **«*Range Resolution Of Targets Using Automatic Detectors***». IEEETransactions On Aerospace And Electronic System 1987.

[26]Rohling, H. **«*Radar CFAR Thresholding In Cluttcr And Multiple Target Situations***».

IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1983.

[27]P.P. GANDHI Et S.A. KASSAM**,** ***"Analysis Of CFAR Processors In NonhomogeneousBackground*****",** IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1988.

[28]Steenson. B.O "**Detection Performance Of A Mean-Level Threshold**". IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1968.

[29] Weiss, M. ***"Analysis Of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors In Multipletarget Situations***". IEEE Transactions On Aerospace And Electronic System 1982.

[30]Hansen. V.G. et Sawyers. J.H. ***"Detectability loss due to greatest of selection in a cell averaging CFAR***". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic system 1980.

[31]Hansen. V.G. et Sawyers. J.H. ***"Detectability loss due to greatest of selection in a cell averaging CFAR***". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic system 1980.

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

Rapport-Gratuit.com