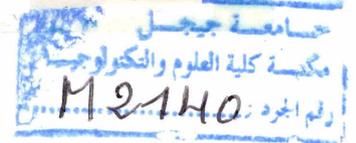


UNIVERSITE DE JIJEL

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département d'électronique



Projet de fin d'Etudes pour l'obtention du Diplôme de
Master en Electronique

Option : Electronique et Optoélectronique

Thème:



**Analyse du détecteur VI-CFAR dans un clutter de mer K
distribué**

Réalisé par :

KHELFALLAH Fawzi

HIRECHE Rabia

Proposé par :

Dr. Chehla Alioua

Remerciement

Au terme de ce travail, nous remercions en premier lieu dieu tout puissant qui nous a donné la volonté, le courage ainsi que la patience à fin de réaliser ce modeste travail.

Nous exprimons nos profonds remerciements à notre encadreur, Dr.Chahla ALIOUA qui a bien accepté de diriger ce mémoire, pour l'aide compétente qu'elle nous a apportée, pour sa patience, sa confiance, son encouragement et son œil critique qui nous a été très précieux pour structurer notre travail et améliorer la qualité des différentes sections de notre mémoire.

Nous aimerions témoigner notre profonde gratitude à toute personne qui, de près ou de loin, a contribué à la réalisation de ce travail.

Nos remerciements vont également aux membres du jury pour avoir accepté de rapporter ce travail. Leurs commentaires, leurs critiques et leurs questions sont autant d'encouragements à poursuivre ce travail.

Fouzi et Rabia

Dédicace

Je dédie ce modeste travail tous d'abord à mes très chères parents, à tous mes frères Messaoud, Med Amine, Soufian, Farouk et à ma petite et unique sœur Amina.

A Nounou, Seddik, Amir, Mahmoud, Noucha, Meriem, Sarah, Wafa, Ryma, Yasser, Hicham, Zinou, Ahmed et toute ma famille et mes amis.

A tous mes collègues de promotion.

Fouzi

Dédicace

Je dédie ce modeste travail tous d'abord.

À mes très chers parents.

À mes sœurs.

À mes frères Abdelhak et Mounir.

*À tous mes amis surtout Merwan, Karim, Marcello, Mamido et
Mahmoud.*

Rabia

Sommaire

I. Chapitre I	3
I.1 Introduction	4
I.2 Historique [2].....	4
I.3 Les composantes d'un système radar	6
I.3.1 Le synchroniseur	7
I.3.2 Le modulateur	7
I.3.3 L'émetteur	7
I.3.4 Le duplexeur	7
I.3.5 Le récepteur.....	7
I.3.6 L'antenne	7
I.3.7 L'indicateur	8
I.4 Principe de fonctionnement.....	8
I.4.1 Calcul de la distance	8
I.4.2 Calcul de la direction	9
I.5 Equation du radar.....	10
I.6 Types de radars	11
I.6.1 Radar primaire	11
I.6.2 Radar secondaire	12
I.7 Classification par usage	12
I.7.1 Radars multifonctions	13
I.7.2 Radar de poursuite de cibles multiples	13
I.7.3 Contrôle du trafic aérien	14
I.7.4 Radar «en route».....	14
I.7.5 Radar d'approche de précision.....	14
I.7.6 Radars de surveillance aérienne (RSA)	15
I.7.7 Radar météorologique	15
I.7.8 Radar de surface (SMR).....	16
I.7.9 Radar de défense aérienne.....	16
I.7.10 Radar de contre-batterie	17
I.7.11 Radar de champ de bataille	17
I.7.12 Téléguidage	18
I.7.13 Radar de champ de bataille	18
I.7.14 Interception des missiles	19

I.7.15	Barrière radar.....	19
I.7.16	Radar de contrôle routier.....	20
I.7.17	Maritime.....	20
I.7.18	Radar de régulation de distance.....	21
I.8	Conclusion.....	21
II.	Chapitre II.....	22
II.1	Introduction.....	23
II.2	Différents types de bruit.....	23
II.2.1	Bruit thermique.....	23
II.2.2	Bruit de grenaille.....	24
II.2.3	Echos parasites.....	24
II.2.4	Notions sur le Clutter.....	24
II.2.5	Cutter de sol.....	25
II.2.6	Clutter de mer.....	25
II.2.7	Clutter atmosphérique.....	25
II.2.8	Cibles interférentes.....	26
II.3	Les différentes distributions.....	26
II.3.1	Les distributions de type Location-Scale (LS).....	26
II.3.2	Distribution uniforme(Uniform).....	27
II.3.3	Distribution Gaussienne (Normal).....	28
II.3.4	Distribution Log-normal.....	30
II.3.5	Distribution Rayleigh.....	32
II.3.6	Distribution Weibull.....	34
II.3.7	Distribution K :.....	36
II.4	Conclusion.....	39
III.	Chapitre III.....	40
III.1	Introduction.....	41
III.2	Détection et décision.....	41
III.3	Modèles statistiques de cibles.....	42
III.3.1	Modèle de Swerling I.....	43
III.3.2	Modèle de Swerling II.....	43
III.3.3	Modèle de Swerling III.....	43
III.3.4	Modèle de Swerling IV.....	43

III.4	Techniques de détection RADAR	45
III.4.1	Détection à seuil fixe.....	45
III.4.2	Détection à seuil adaptatif (CFAR).....	46
III.5	Détecteurs CFAR.....	47
III.5.1	Détecteur CA-CFAR.....	48
III.5.2	Détecteur GO-CFAR.....	49
III.5.3	Détecteur SO-CFAR	49
III.5.4	Détecteur OS-CFAR (Order Statistics-CFAR)	50
III.5.5	Détecteur intelligent VI-CFAR (VARIABILITY INDEX-CFAR)	50
III.6	Conclusion.....	55
IV.	Chapitre IV.....	56
IV.1	Introduction	57
IV.2	Analyse des détecteurs CFAR.....	57
IV.3	Détection decibles dans un clutter de mer	66
IV.3.1	Résultats et discussions	69
IV.4	Conclusion.....	73
	Conclusion générale.....	74
	Références bibliographiques.....	75
	Résumé.....	79

Liste des figures et tableaux

Figures

Figure. I. 1: Composantes d'un système radar.	6
Figure. I. 2: Génération d'écho.....	9
Figure. I. 3: Calcul de la direction.	10
Figure. I. 4: Classification des radars par usage.....	13
Figure. I. 5: Radar « en route ».....	14
Figure. I. 6: Radar d'approche de précision.	15
Figure. I. 7: Radar de surveillance aérienne.....	15
Figure. I. 8: Un écran radar météorologique.	16
Figure. I. 9: Radar de surface (SMR).	16
Figure. I. 10: Radar de défense aérienne.	17
Figure. I. 11: Principe du radar de contre-batterie.....	17
Figure. I. 12: Radar de champ de bataille.....	18
Figure. I. 13: Radar de téléguidage.	18
Figure. I. 14: Radar de champ de bataille.....	19
Figure. I. 15: Interception des missiles.....	19
Figure. I. 16: Position d'un radar à diffraction.....	20
Figure. I. 17: Radar de contrôle routier.	20
Figure. I. 18: Ecran d'un radar de navigation.....	20
Figure. I. 19: Radar de régulation distance.....	21
Figure. II. 1: Fonction de densité de probabilité de la loi uniforme.	27
Figure. II. 2: Fonction de répartition de la loi uniforme.....	27
Figure. II. 3: Fonction de densité de probabilité de la loi Gaussienne.	29
Figure. II. 4: Fonction de répartition de la loi Gaussienne.	29
Figure. II. 5: Fonction de densité de probabilité de la loi Log-normal.....	31
Figure. II. 6: Fonction de répartition de la loi Log-normal.	31
Figure. II. 7: Fonction de densité de probabilité de la loi Rayleigh.	33
Figure. II. 8: Fonction de répartition de la loi Rayleigh.....	33
Figure. II. 9: Fonction de densité de probabilité de la loi Weibull.....	35
Figure. II. 10: Fonction de répartition de la loi Weibull.....	35
Figure. III. 1: Principe de détection radar.....	41
Figure. III. 2: Processus de détection.	45
Figure. III. 3: Influence du seuil de détection.....	46
Figure. III. 4: Schéma bloc du détecteur CFAR.....	47
Figure. III. 5(a, b): Modèles d'environnement.....	49
Figure. III. 6: Schéma fonctionnel du détecteur VI-CFAR.	51
Figure. IV. 1: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$	59

Figure. IV. 2: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	59
Figure. IV. 3: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $M, P_{fa}=10^{-4}$.	60
Figure. IV. 4: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement homogène. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	60
Figure. IV. 5: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	61
Figure. IV. 6: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $M, P_{fa}=10^{-4}$.	61
Figure. IV. 7: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement homogène. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	62
Figure. IV. 8: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	62
Figure. IV. 9: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $M, P_{fa}=10^{-4}$.	63
Figure. IV. 10: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement homogène. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	63
Figure. IV. 11: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16, P_{fa}=10^{-4}$.	64
Figure. IV. 12: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $M, P_{fa}=10^{-4}$.	64
Figure. IV. 13: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène. $M=16, P_{fa}=10^{-4}, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	65
Figure. IV. 14: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16, P_{fa}=10^{-4}, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	65
Figure. IV. 15: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $M, P_{fa}=10^{-4}, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	66
Figure. IV. 16: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $\nu, CNR=0$ dB, $P_{fa}=10^{-4}, M=16, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	70
Figure. IV. 17: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de $\nu, CNR=100$ dB, $P_{fa}=10^{-4}, M=16, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	70
Figure. IV. 18 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR en absence et en présence de cibles interférentes avec $CNR=0$ dB, $\nu = 0.1, P_{fa}=10^{-4}, M=16, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	71
Figure. IV. 19: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR en absence et en présence de cibles interférentes avec $CNR=100$ dB, $\nu = 0.1, P_{fa}=10^{-4}, M=16, K_{MR}=4, K_{VI}=8$.	71

Figure. IV. 20 :Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de M avec $CNR=0dB$, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$ 72

Figure. IV. 21:Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de M avec $CNR=100dB$, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$ 72

Figure. IV. 22 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de CNR avec $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$. . 73

Tableaux

Tableau. III. 1: Modèles statistiques de Swerling caractérisant une cible..... 44

Tableau. III. 2: Fonctionnement du détecteur VI-CFAR..... 54

Liste des abréviations

A, B:	Fenêtres de références.
AR:	Azimut et rayon.
a:	Paramètre de position (location paramètre).
BP:	Bande passante du bruit.
b:	Paramètre d'échelle (scale paramètre).
C:	Vitesse de lumière ($C= 3. 10^8$ m/s).
CA-CFAR:	Cell Averaging CFAR.
CFAR(TFAC):	Constant False Alarm Rate (Taux à Fausse Alarme Constante).
CUT:	Cellule sous test (cell under test).
CW:	Onde continue.
c:	Facteur d'échelle.
cdf:	Fonction de densité cumulative (cumulative density function).
D:	Distance antenne-cible[m].
D_{max} :	Portée maximale.
$E(X)$:	Moyenne du signal.
$E(X^2)$:	Puissance moyenne.
erf(.):	Fonction d'erreur.
F_X :	Fonction de répartition.
F_{X0} :	Distribution de la variable standardisée X_0 .
f_x :	Fonction de densité.
GO-CFAR:	Greatest of selection logic in Cell Averaging CFAR.
G_r :	Gains de l'antenne réceptrice.
G_t :	Gains de l'antenne émettrice.
H_0 :	Hypothèse nulle où la cible est déclarée absente.
H_1 :	Hypothèse alternative où la cible est déclarée présente.
IFF:	Identification Friend or Foe.
k:	Constante de Boltzmann.
K_{MR} :	Seuil de comparaison pour décider que les moyennes sont égales ou non.
K_{VI} :	Seuil de comparaison pour décider que l'environnement soit variable ou non.
k_v :	Fonction de Besse modifiée de deuxième espèce d'ordre v .

L_r :	Pertes totales en réception.
LS:	Location-Scale.
L_t :	Pertes totales en transmission.
MDS:	Minimum Discernable Signal.
MR:	Rapport des moyennes des fenêtres A et B.
NRL:	Naval Research Laboratory.
OACI:	International Civil Aviation Organization.
OS-CFAR:	Order statics CFAR.
P_d :	Probabilité de détection.
Pdf (fdp):	Fonction de densité de probabilité (probability density function).
P_{fa} :	Probabilité de fausse alarme.
P_m :	Probabilité des pertes (misse).
P_n :	Probabilité de non détection.
P_r :	Puissance reçue (w).
PSR:	Primary Surveillance Radars.
P_t :	Puissance transmise (w).
Q_A et Q_B	Moyennes des cellules dans les fenêtres A et B.
RF:	Radio fréquence.
R_r :	Distances cible-radar récepteur.
RSA:	Radars de surveillance aérienne.
R_t :	Distances cible-radar émetteur.
SMR:	Radar de surface.
SNR (\bar{S}):	Rapport signal sur bruit/ Signal-to-Noise Ratio.
SO-CFAR:	Smallest of selection logic in Cell Averaging CFAR.
SSR:	Secondary Surveillance Radars.
T° :	Température due au bruit du système.
T_R :	Période de répétition des impulsions.
ΔT :	Temps aller-retour de l'onde entre le radar et la cible.
VI:	L'indice de variabilité.
VI-CFAR:	Variability Index-CFAR.
V_{T1} V_{T2} V_{T3} :	Seuils fixes de détection.
X:	Variable aléatoire.
α :	Seuil normalisé au niveau du clutter.

α_0 :	Probabilité pour qu'un environnement homogène soit variable.
$\Gamma(\bullet)$:	Fonction gamma.
σ :	Surface Equivalente Radar (SER) « RCS: Radar Cross Section ».
σ^2 :	Variance du signal.
μ :	Niveau moyen du clutter.
μ_n :	Moment d'ordre n.
ν :	Paramètre de forme.
λ :	Longueur d'onde du radar.
τ :	Durée de l'impulsion.

Introduction générale

Le mot RADAR est l'acronyme de «Radio Detection And Ranging» qui signifie «Détection et Télémétrie Radio électrique ». Un radar est un système qui utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir (en totalité ou partiellement) sur tout obstacle, permettant ainsi de détecter des objets (cibles) qui sont situés à l'intérieur de son volume de couverture pour en extraire des informations comme la position, la vitesse ou la forme.

Aujourd'hui, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que le militaire, l'aéronautique, la marine, la météorologie, ..., etc. Les échos qui apparaissent sur l'image radar ne sont pas seulement produits par la réflexion des ondes émises à 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, la surface irrégulière des vagues... etc. En pratique, le signal réfléchi par un objet est noyé dans le clutter et le bruit thermique et le problème se ramène donc à la détection d'une cible dans un environnement fluctuant [1].

Dans les premiers radars, le clutter, le bruit, et les variations de l'amplitude du signal de la cible étaient tous visualisés simultanément, par contre dans les radars modernes les cibles sont détectées automatiquement. En effet cette détection consiste à déclarer la présence d'une cible lorsque le signal reçu dépasse un certain seuil. La détection classique avec un seuil fixe ne peut être utilisée, car elle résulte beaucoup de fausses alarmes et donc dégrade la qualité de la détection. Pour cela, les techniques à seuillage adaptatif ont été adoptées pour maintenir un taux de fausses alarmes constant. Le principe est d'utiliser quelques échantillons du bruit pour pouvoir l'estimer et établir un seuil de détection qui s'adapte à ces fluctuations.

La détection dépend cependant de certaines conditions de l'environnement. C'est pour cette raison, qu'il est important dans les systèmes de détection, de bien définir le milieu dans lequel le radar opère, pour pouvoir modéliser les différents types de bruits dans lesquels est noyé le signal reçu. Dans cette présente étude nous allons en effet essayer de modéliser un clutter intervenant dans un environnement marin et voir l'influence de ces paramètres sur le détecteur CFAR utilisé.

Notre travail est organisé comme suit:

- Dans le premier chapitre, nous présentons un historique sur l'évolution des systèmes radars, puis ces composants et son principe de fonctionnement. Par la suite nous donnons quelques fonctions et les types d'un radar. Ensuite, nous finissons ce chapitre par une classification des radars par usage.
- Le deuxième chapitre à deux grandes parties. La première partie parle des différents types du bruit, et la deuxième partie donne une définition des modèles statistiques du clutter.
- Dans le troisième chapitre, en premier lieu nous présentons la théorie de la détection et de la décision, puis nous exposons d'une manière brève les différents modèles statistiques de cibles fluctuantes. Ensuite nous présentons les différentes techniques de détection radar. Nous finissons par un court aperçu sur les détecteurs CA, GO, SO et OS-CFAR puis nous introduisons le détecteur VI-CFAR.
- Lors du dernier chapitre, nous analysons les performances de la détection dans un environnement homogène et non homogène pour les détecteurs présentés dans le chapitre 3, ensuite l'étude du détecteur VI-CFAR dans un clutter de mer en présence et en absence de cibles interférentes sera menée, les résultats de simulations seront présentés et les performances de détection discutées selon certains paramètres.
- Nous terminons bien sûr ce mémoire par une conclusion générale qui résumera le travail effectué.

I. Chapitre I

Généralités sur les Radars

Sommaire:

I.1. Introduction

I.2. Historique

I.3. Les composantes d'un système radar

I.4. Principe de fonctionnement

I.5. Equation du radar

I.6. Types de radars

I.7. Classification par usage

I.8. Conclusion

I.1 Introduction

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

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

I.2 Historique [2]

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 auxquelles 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.

En 1864, James Clerk Maxwell décrit les lois de l'électromagnétisme, ce qui permet pour la première fois de travailler sur leur source. En 1888, Heinrich Rudolf Hertz montre que les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces métalliques. Au début du 20^{ème} siècle, le développement de la radio et de la TSF (par Marconi, entre autres) permet de développer les antennes nécessaires à l'utilisation du radar.

Plusieurs inventeurs, scientifiques, et ingénieurs ont contribué ensuite au développement du concept du radar. Les fondements théoriques datent de 1904 avec le dépôt du brevet du «Télémbiloskop» (Reichspatent Nr. 165546) par l'allemand Christian Hülsmeier. Celui-ci a démontré la possibilité de détecter la présence de bateaux dans un

brouillard très dense. En envoyant une onde à l'aide d'une antenne multipolaire, son système notait le retour depuis un obstacle avec une antenne dipolaire sans pouvoir cependant en définir plus qu'un azimuth approximatif et aucunement sa distance. C'était donc le RAD (radio détection) mais pas l'AR (azimut et rayon).

Il faut ensuite résoudre les problèmes de longueur d'onde et de puissance soulevés en 1917 par le physicien serbe, naturalisé américain, Nikola Tesla. Durant les années 1920, on commence donc les expériences de détection avec des antennes. À l'automne 1922, Albert H. Taylor et Leo C. Young (en), du Naval Research Laboratory (NRL) aux États-Unis, effectuaient des essais de communication radio dans le fleuve Potomac. Ils remarquèrent que les bateaux en bois traversant la trajectoire de leur signal d'onde continu causaient des interférences, redécouvrant ainsi le même principe qu'Hülsmeier. Au début des années 1930, Taylor confia à un de ses ingénieurs, Robert M. Page, la tâche de développer un émetteur à impulsion et une antenne d'émission que lui et Young avait imaginé pour contourner ce problème.

En 1934, faisant suite à une étude systématique du magnétron, des essais sur des systèmes de détection par ondes courtes sont menés en France par la CSF (16 et 80 cm de longueur d'onde) selon les principes de Tesla. Un brevet est déposé (brevet français n° 788795). C'est ainsi que naissent les « radars » à ondes décimétriques. Le premier équipa en 1934 le cargo Orégon, suivi en 1935 par celui du paquebot Normandie.

En 1935, faisant suite à un brevet déposé par Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » du radar) (brevet anglais GB593017), le premier réseau de radars est commandé par les Britanniques et portera le nom de code Chain Home. Le Hongrois Zoltán Lajos Bay a produit un autre des premiers modèles opérationnels en 1936 dans le laboratoire de la compagnie Tungsram (Hongrie). L'Allemagne nazie, l'Union soviétique, les Américains et d'autres pays ont également poursuivi des recherches dans ce domaine.

On peut considérer que l'architecture des radars était quasiment finalisée à l'aube de la Seconde Guerre mondiale. Il manquait cependant l'expérience opérationnelle au combat qui a poussé les ingénieurs à trouver de nombreuses améliorations techniques. Ainsi, les radars aéroportés ont été développés pour donner la possibilité à l'arme aérienne de procéder aux bombardements et à la chasse de nuit. On mena également des expériences sur la polarisation.

Lors de l'utilisation du radar de manière opérationnelle, les opérateurs ont constaté la présence d'artéfacts. Par exemple, les opérateurs des radars micro-ondes des armées alliées remarquèrent du bruit dans les images. Ces bruits s'avérèrent être des échos venant de précipitations (pluie, neige, etc.), constat qui a mené au développement des radars météorologiques après la fin des combats.

Depuis cette guerre, les radars sont utilisés dans de nombreux domaines allant de la météorologie à l'astrométrie en passant par le contrôle routier et aérien. Dans les années 1950, l'invention du radar à synthèse d'ouverture a ouvert la voie à l'obtention d'images radar à très haute résolution. En 1965, Cooley et Tuckey redécouvrent la transformée de Fourier rapide qui a pris tout son intérêt surtout lorsque l'informatique a commencé à devenir suffisamment performante. Cet algorithme est à la base de la plupart des traitements radar numériques d'aujourd'hui.

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 équipé, 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.3 Les composantes d'un système radar

Le schéma ci-dessous illustre les différentes composantes d'un radar. L'antenne du radar illumine la cible avec des micro-ondes, qui sont alors réfléchies puis interceptées grâce à un récepteur [3].

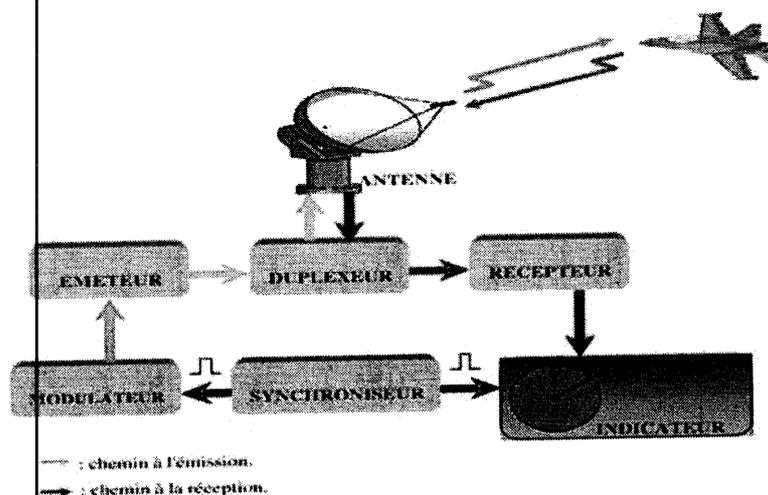


Figure. I. 1: Composantes d'un système radar.

I.3.1 Le synchroniseur

C'est le composant le plus important dans le système radar, il contient une horloge de très grande stabilité à partir duquel sont produits les signaux.

I.3.2 Le modulateur

Le modulateur est un circuit électronique qui permet de fractionner le signal radio en pulsations. Ce dispositif constitue la partie active de l'émetteur qui sert à stocker l'énergie pendant le temps entre deux impulsions successives [4]. Un radar émet de 500 à 3000 pulsations par seconde et chaque pulsation a une durée de 0,1 à 0,5 micros secondes. L'opérateur peut varier le rythme et la durée des pulsations en fonction de la zone à couvrir. Des pulsations plus courtes produisent une image plus nette mais demande un rythme d'émission plus rapide. Puisque l'écho ne peut être reçu tant que la pulsation entière n'est pas émise, la longueur de la pulsation détermine également la portée minimale.

I.3.3 L'émetteur

L'émetteur doit émettre des signaux de radio fréquence (RF) de grande quantité d'énergie dans un court temps. La fréquence doit être extrêmement haute pour obtenir beaucoup de cycles dans une courte impulsion [5].

I.3.4 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 avec une perte minimale.

I.3.5 Le récepteur

Un préamplificateur est généralement installé près de l'antenne pour amplifier les signaux et réduire ainsi la perte du signal sur le câble menant au récepteur. Les informations sont alors traitées (démodulées) et le résultat dirigé vers l'écran.

I.3.6 L'antenne

L'antenne radar est conçue de façon à concentrer l'énergie des pulsations émises en un faisceau horizontal étroit. L'antenne diffuse l'énergie de l'émetteur dans l'espace dans un volume déterminé et avec l'efficacité voulue. Le processus est identique à la réception, l'antenne captant alors l'énergie diffuse dans un volume d'espace donné et selon son efficacité. On note aussi le joint tournant qui est un dispositif permettant de transférer l'énergie RF entre la partie fixe et la partie tournante du système [5].

I.3.7 L'indicateur

L'indicateur doit en permanence mettre à la disposition de l'utilisateur une représentation graphique facilement interprétable de la position relative des cibles détectées par le radar.

I.4 Principe de fonctionnement

Les différentes façons de la détection électromagnétique des objets (cibles) permettent de trouver plusieurs types de radars, dont la plupart utilisent un principe simple. On prend l'exemple d'un système radar à impulsion classique qui considère un émetteur capable d'émettre des signaux (impulsions) très brèves de durée τ égale à quelques microsecondes (μs) mais très puissant. Ces impulsions sont dirigées dans toutes les directions à l'aide d'une antenne omnidirectionnelle. Chaque impulsion frappe, l'objet à détecter et revient, donc par une simple mesure du temps entre l'instant d'émission et l'instant de réception du signal réfléchi, la distance radar-cible qui est proportionnelle à ce temps peut être mesurée ainsi que la direction de la cible. L'énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée écho [4]. Ce principe utilisé par les radars est voisin de celui de la réflexion des ondes sonores. L'évolution dans ce domaine permet aussi d'identifier la forme, la taille, la position dans l'espace et la vitesse de cible.

I.4.1 Calcul de la distance

La mesure de la distance à un objet est faite d'une façon à émettre une courte impulsion de signal radio, et de mesurer le temps d'aller-retour de l'onde émise. La distance est la moitié du temps de retour de l'onde (car le signal doit aller à la cible puis revenir) multipliée par la vitesse du signal (qui est proche de la vitesse de la lumière dans le vide si le milieu traversé est l'atmosphère)[4].

$$D = \frac{c \cdot \Delta T}{2} \quad (\text{I.1})$$

D: Distance antenne-cible[m].

C: Vitesse de la lumière ($C = 3 \cdot 10^8$ m/s).

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

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

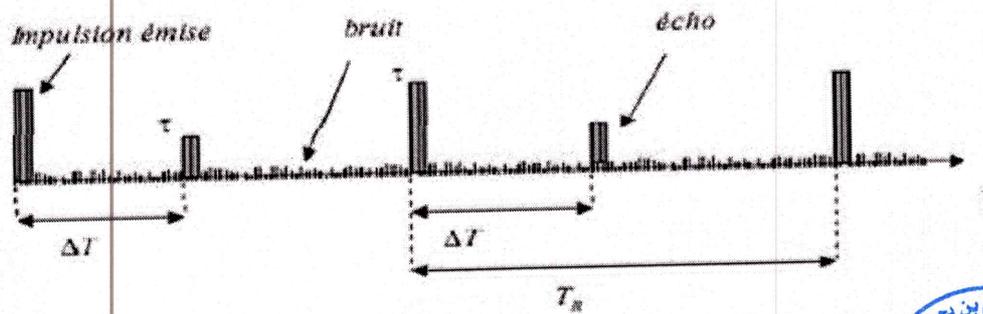


Figure. I. 2: Génération d'écho.

T_R : Période de répétition des impulsions.

τ : Durée de l'impulsion.

ΔT : 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 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).



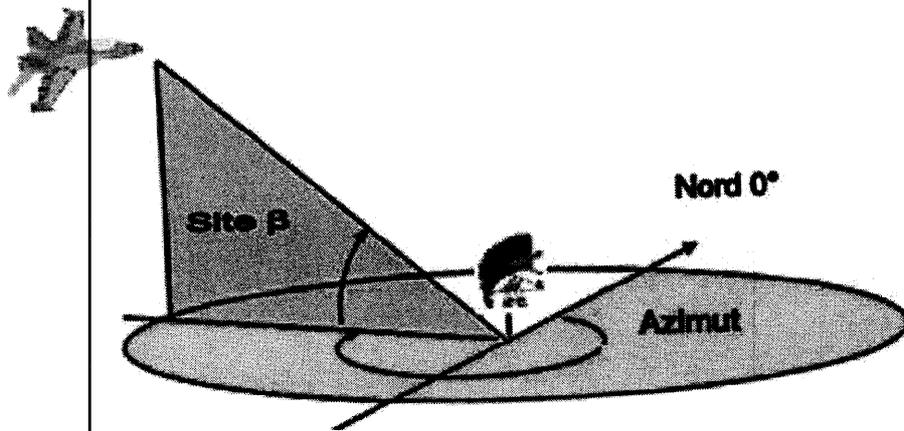


Figure. I. 3: Calcul de la direction.

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.3). Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord.

I.5 Equation du radar

Etablir l'équation du radar consiste à faire un bilan des puissances sur le trajet aller-retour d'une onde émise. La puissance reçue par l'antenne réceptrice d'un radar est donnée par l'équation du radar [3].

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

Où P_t est la puissance émise, λ est la longueur d'onde du radar, L_t , L_r sont les pertes totales en transmission et en réception, respectivement. G_t , G_r représentent les gains de l'antenne émettrice et réceptrice, respectivement. σ est la Surface Equivalente Radar (SER) (Radar Cross Section, RCS) de la cible, R_t et R_r sont les distances cible-radar émetteur et cible-radar récepteur, respectivement. Dans la plupart des cas de petits radars, pour faire voisiner un émetteur très puissant et un récepteur très sensible, les deux utilisant la même antenne (radar monostatique), nous utilisons un duplexeur tels que:

$$R_t = R_r = D \text{ et } G_t = G_r = G.$$

L'équation (I.2) devient alors:

$$P_r = P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 L_t L_r} \quad (I.3)$$

Dans le cas de la détection d'une cible de type MDS (Minimum Discernable Signal), c'est-à-dire un objet pour lequel l'écho reçu a une puissance minimale telle que :

$$P_r = K^\circ T^\circ B_p \bar{S} \quad (I.4)$$

Où k° est la constante de Boltzmann, T° la température due au bruit du système, B_p la bande passante du bruit au niveau du récepteur et \bar{S} le rapport signal sur bruit (Signal-to-Noise Ratio, SNR) moyen, correspondant à une impulsion, à la sortie du détecteur linéaire ou quadratique.

En utilisant l'équation (I.4), la portée maximale s'écrit:

$$D_{max} = \left[P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{min} L_t L_r} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (I.5)$$

I.6 Types de radars

Il existe plusieurs caractéristiques qui peuvent être utilisées pour la classification des radars, suivant lesquels on peut les classer par catégories. Dans une première catégorie les radars sont classés suivant la nature et l'emplacement de la source électromagnétique, ce qui mène généralement aux deux types de radar, actif et passif [4]. Une deuxième manière de les distinguer, peut être basée sur la façon par laquelle la transmission et la réception sont implantées dans le radar. Dans ce cas on trouve, le radar mono-statique, bi-statique et multistatique. Dans une dernière classification, les radars sont classés selon la nature du signal émis et le fonctionnement accompli, ainsi que de leurs principes. Ici on trouve, le radar à onde continue (CW) et le radar à impulsions [5]. Toutefois d'autres types de radar existent et d'autres classifications peuvent être proposées.

I.6.1 Radar primaire

La surveillance non coopérative est assurée sans intervention de la cible à sa détection. C'est la propriété de la réflexion d'une onde électromagnétique sur la surface physique de la cible qui est utilisée. La détection se fait par reconnaissance de la présence d'un signal réfléchi. La mesure de la distance est obtenue par la mesure du temps de propagation radar-cible-radar. La mesure d'azimut est faite par l'utilisation d'une antenne directive tournante. Les équipements correspondants sont caractérisés comme 'radars primaires' ou PSR (Primary Surveillance Radars). Ils peuvent être à deux dimensions (2D) donnant des mesures de distance et d'azimut ou trois dimensions (3D). Par conséquent, une mesure

complémentaire en angle de site (angle d'élévation dans le plan vertical) est alors disponible. Sachant que pour les radars (2D), l'absence de toute mesure d'angle de site ne permet pas la discrimination en altitude.

I.6.2 Radar secondaire

La surveillance coopérative est assurée grâce à la participation active de la cible à sa détection. La cible est équipée d'un répondeur (ou transpondeur) qui reçoit des interrogations du radar et répond. Les mesures de distance et d'azimut utilisent les mêmes principes que pour le radar primaire.

L'originalité de l'exploitation coopérative est que le signal reçu est renseigné en identification ou altitude en fonction de l'interrogation du radar. Les équipements correspondants sont caractérisés comme 'radars secondaires' ou SSR (Secondary Surveillance Radars). Dans ces dispositifs de contrôle aérien qui interrogent le ciel, l'absence de toute discrimination en angle de site a des conséquences négatives. Il ne peut exister d'échos de sol en surveillance coopérative. Cependant, tous les paramètres et réglages adaptés à une zone de détection difficile dans un site particulier seront appliqués de fait, sans limitation d'altitude, au trafic de survol. Pour l'aviation civile, l'exploitation radar secondaire est utilisée (seule) pour la détection 'En Route'. Elle est associée à l'exploitation radar primaire pour le contrôle d'approche et d'aérodrome. Pour la défense, les radars secondaires sont utilisés, en complément des radars primaires, pour la reconnaissance entre avions 'amis' et avions 'ennemis' (IFF : Identification Friend or Foe). Ce type de radar ne répond pas au besoin opérationnel de la défense pour la détection de cibles non coopératives (dans le cadre de la mission de défense aérienne); ce qui explique la nécessité d'un nombre important de radars primaires pour assurer la couverture de l'espace aérien national. Mais quel que soit l'usage auquel ils sont destinés, tous les systèmes radar fonctionnent à partir des mêmes principes de base.

I.7 Classification par usage

Les radars peuvent se classer en différents types selon l'usage auquel ils sont destinés. Cette section donnera les caractéristiques générales de plusieurs radars en usage courant [2].

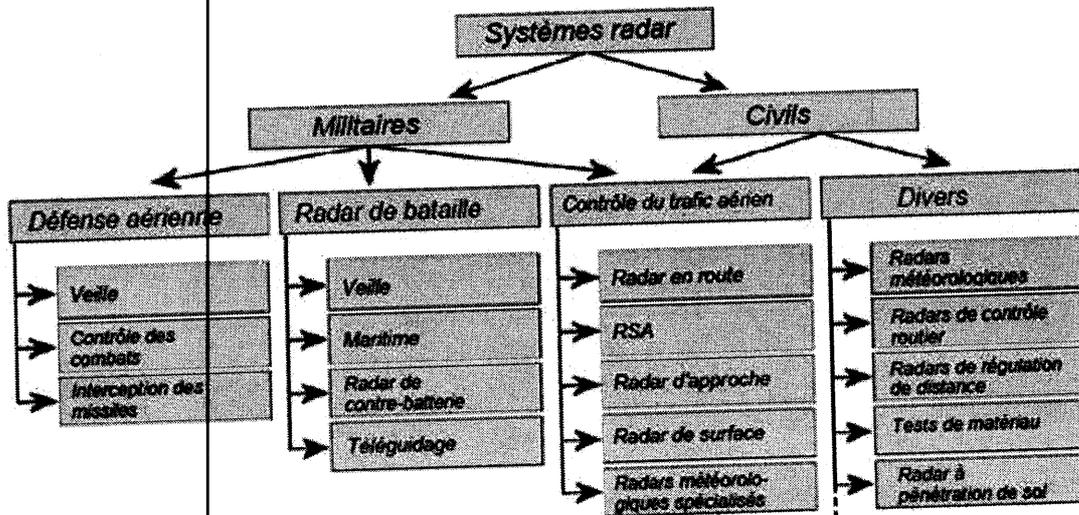


Figure. I. 4: Classification des radars par usage.

I.7.1 Radars multifonctions

Les antennes à commande de phase actives et multifonctions permettent aux armes modernes de pouvoir détecter une multitude de missiles ayant chacun une très faible signature radar dans un environnement radio très brouillé. Ces radars ont un grand nombre de canaux de contrôle de tir qui peuvent chacun suivre les projectiles ennemis et donner des commandes à ces amis [2].

Les antennes de ces radars sont des panneaux plats où l'on retrouve une série d'émetteurs à semi-conducteurs à l'arséniure de gallium (GaAs) qui transmettent des impulsions de période variable, donnant une image détaillée de la zone de surveillance. Une telle antenne compte habituellement autour de 2000 éléments par panneau et quatre panneaux faisant face à chacune des quatre directions orthogonales. Comme chaque panneau couvre 90° en élévation et en azimut, toute la sphère entourant le radar est couverte.

I.7.2 Radar de poursuite de cibles multiples

Les fonctions d'un radar de poursuite de cibles multiples incluent [2]:

- Détection à longue portée.
- Recherche à grande vitesse pour des avions volants très bas.
- Haute résolution pour les cibles proches.
- Analyse automatique de la position et de la hauteur des cibles.
- Détection et poursuite simultanée de nombreux avions.
- Assignation d'identificateurs aux cibles qui pourront ensuite être utilisés par d'autres systèmes de poursuite.

I.7.3 Contrôle du trafic aérien

Les exigences de l'OACI (International Civil Aviation Organization) quant aux standards d'un radar primaire de surveillance de la zone autour d'un aéroport ont souvent des valeurs de recommandation. Les caractéristiques techniques et de stratégie de sondage seront élaborées par les autorités nationales et sont généralement basées sur les données du fabricant du radar. Ces dernières sont souvent bien au-delà des recommandations minimales de l'OACI [2].

Les exigences de l'OACI pour un radar d'aéroport ne sont malheureusement pas formulées dans un document publié et cohérent. Cependant, une exigence importante est la redondance, ce qui signifie que toutes les composantes majeures doivent avoir des doubles au sein du système pour être remplacées immédiatement en cas de défaillance. En plus de la redondance interne, deux caméras doivent équiper les principaux aéroports.

I.7.4 Radar «en route»

Les radars «en route» opèrent en général sur la bande L. Ils montrent au contrôleur aérien la position des avions dans une région allant jusqu'à 450 km du radar [2].

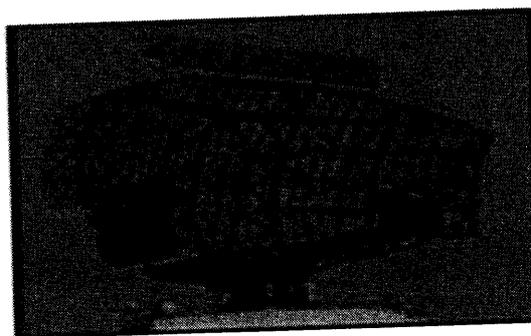


Figure. I. 5: Radar « en route ».

I.7.5 Radar d'approche de précision

Radars primaires utilisés pour déterminer les écarts latéraux et verticaux de la position d'un aéronef au cours de l'approche finale par rapport à la trajectoire d'approche nominale, ainsi que la distance de cet aéronef au point d'atterrissage. Ils permettent au pilote d'atterrir même avec une visibilité nulle. Les échanges de données entre le radar et l'avion se font de manière verbale avec le pilote ou par signal pulsé pour un pilote automatique [2].

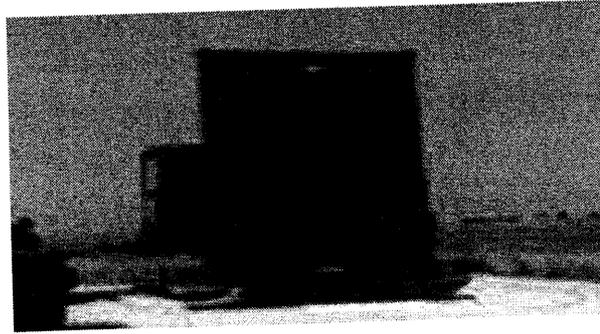


Figure. I. 6: Radar d'approche de précision.

I.7.6 Radars de surveillance aérienne (RSA)

Ces radars sont utilisés par les contrôleurs aériens pour l'identification des avions, l'assignation de leur séquence d'approche et pour la supervision de leur atterrissage. Ils vont également assimiler les données provenant d'autres sources, comme les radars militaires ou le mode 4 des radars secondaires (sauf pour les petits aéroports). Les réseaux qu'ils tissent ainsi peuvent opérer en toutes conditions climatiques [2].

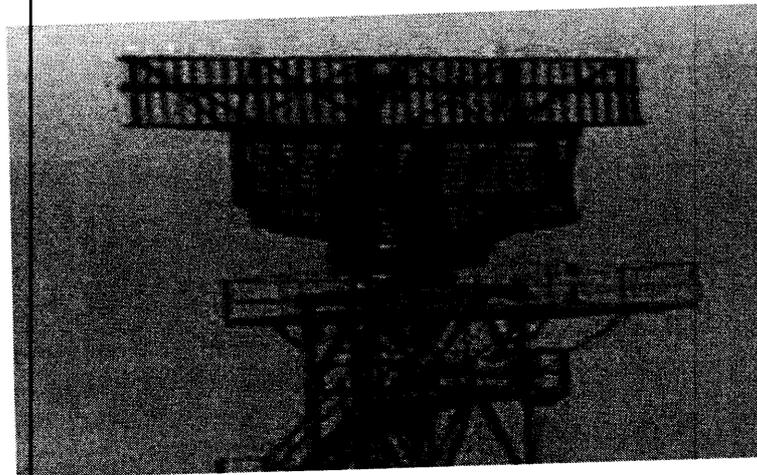


Figure. I. 7: Radar de surveillance aérienne.

I.7.7 Radar météorologique

Les radars météorologiques sont utilisés pour détecter les précipitations. Ils sont des radars primaires dont les caractéristiques sont adaptées à ce rôle: vitesse de rotation de 3 à 6 tours minutes, angles d'élévation multiples, longueur d'onde adaptées à la taille des hydrométéores. Ils souffrent des mêmes limitations que tout radar primaire : problèmes d'échos de sol, de réfraction anormale à travers l'atmosphère, de cibles biologiques comme les oiseaux et les insectes, de blocages, etc... [2].



Figure. I. 8: Un écran radar météorologique.

I.7.8 Radar de surface (SMR)

Radars qui permet de localiser les véhicules et aéronefs sur le tarmac et les pistes. Ces radars primaires permettent de coordonner les mouvements pour éviter les accidents. Le terme et l'abréviation ont été uniformisés par l'Organisation de l'aviation civile internationale (OACI). L'environnement sondé présente de nombreux obstacles qui donnent des échos parasites, la qualité de la surveillance est donc souvent mauvaise et limitée. L'identification des cibles n'est souvent pas possible et le contrôleur aérien, du haut de la tour de contrôle, doit compléter la surveillance par une identification visuelle. C'est l'un des facteurs limitant les mouvements aériens lors de visibilité réduite [2].



Figure. I. 9: Radar de surface (SMR).

I.7.9 Radar de défense aérienne

Les radars de défense aérienne peuvent détecter les cibles, leur position, leur trajectoire et leur vitesse sur un large territoire. La portée maximale d'un tel radar peut être de plus de 300 milles nautiques (560 km) dans toutes les directions. On les divise généralement en deux catégories, selon la quantité d'information obtenue: en deux dimensions pour ceux donnant la portée et l'azimut de la cible, en trois dimensions pour ceux ajoutant l'altitude. Les

radars de défense aérienne sont utilisés comme veille avancée car ils peuvent détecter les avions ou missiles ennemis à longue portée [2].

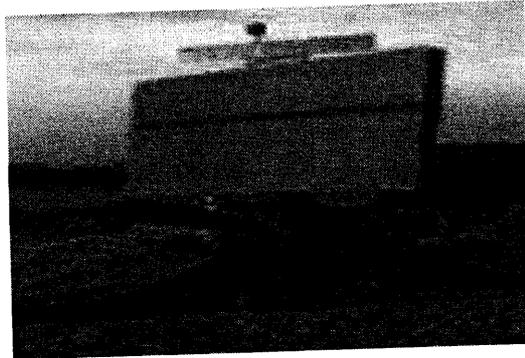


Figure. I. 10: Radar de défense aérienne.

I.7.10 Radar de contre-batterie

Un radar de contre-batterie sert à déterminer le point de départ d'un tir d'artillerie adverse (canons, mortiers ou même lance-roquettes) par calcul de la trajectoire des projectiles afin d'y riposter le plus vite possible. La position supposée de l'artillerie ennemie est alors affichée sur un écran de situation tactique, en temps réel, dans le poste de commandement qui peut ainsi ajuster le tir de contre-batterie [2].

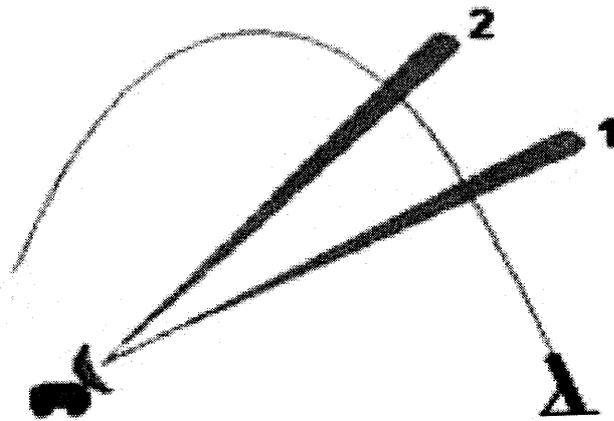


Figure. I. 11: Principe du radar de contre-batterie.

I.7.11 Radar de champ de bataille

Les radars de champ de bataille surveillent les mouvements de tout aéronef ou missile dans une zone de combat. Leurs opérateurs peuvent alors coordonner le mouvement de troupes amies, les avertir des dangers et éviter les tirs fratricides [2].

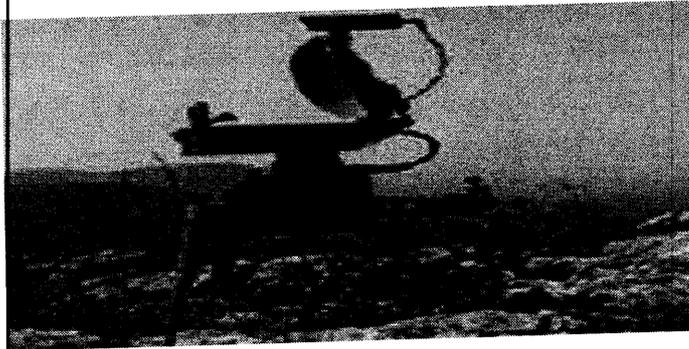


Figure. I. 12: Radar de champ de bataille.

I.7.12 Téléguidage

Un radar de guidage est généralement intégré dans les systèmes de téléguidage des missiles. Ces derniers utilisent les informations pour que [2]:

- Les missiles peuvent être guidés par un faisceau radar ami jusqu'à la cible.
- Les missiles autoguidés vont détecter et suivre leur cible grâce à l'énergie radioélectrique qu'elle réfléchit. Cela peut être fait grâce à un système radar complet à bord du missile ou par un récepteur radar dans le missile qui capte l'illumination produite par un radar ami sur la cible.
- Les missiles à détection passive se dirigent grâce à l'énergie émise par la cible (exemple d'un radar ennemi).



Figure. I. 13: Radar de téléguidage.

I.7.13 Radar de champ de bataille

L'équipement radar de l'armée a généralement une portée plus courte et il est hautement spécialisé. Sur les navires de la marine, le nombre d'antennes radar spécialisées sont de plus en plus remplacé par un radar multifonctions [2].

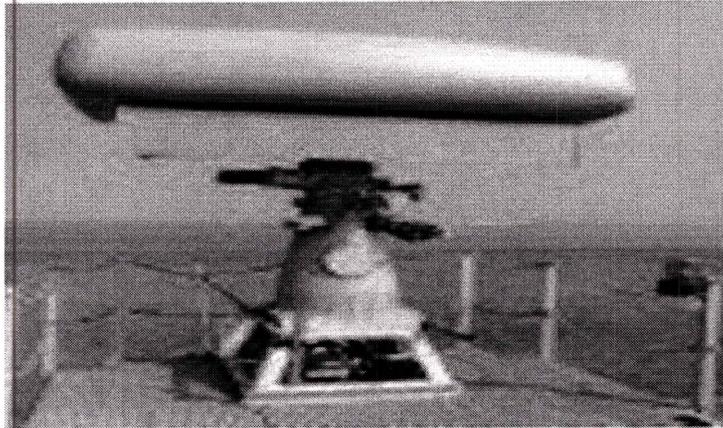


Figure. I. 14: Radar de champ de bataille.

I.7.14 Interception des missiles

Le «Patriot» est un système de défense surface-air de la US Army qui comporte un radar spécialisé. Il s'agit d'un système mobile développé à partir du milieu des années 1960 pour intercepter les avions, missiles de croisière et, plus récemment, les missiles de courte portée [2].



Figure. I. 15: Interception des missiles.

I.7.15 Barrière radar

Un radar bistatique peut fonctionner comme une barrière et détecter les cibles qui passent entre l'émetteur et le récepteur. Ceci est un cas particulier du radar bistatique que l'on nomme «radar à diffraction». En effet, l'énergie transmise est diffractée autour de la cible et reçue par l'antenne réceptrice, non rétrodiffusée. La surface équivalente radar n'est alors sensible qu'à la silhouette de l'avion et n'est pas influencée par les revêtements et les formes des avions, même furtifs. Cependant, la localisation et la poursuite de cibles est très difficiles car les informations déduites des mesures de distance, d'azimut et d'effet Doppler tendent vers zéro quelle que soit la position de la cible dans la barrière [2].

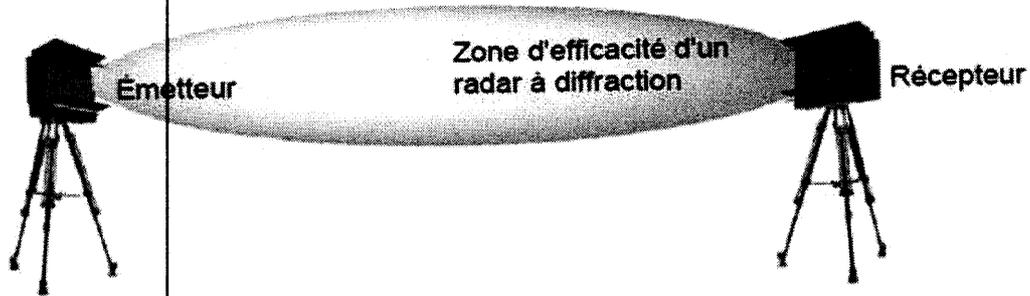


Figure. I. 16: Position d'un radar à diffraction.

I.7.16 Radar de contrôle routier

Les radars de contrôle routier sont une application spécialisée des radars à onde continue. La variation de la fréquence entre le signal émis et celui retourné (effet Doppler-Fizeau) permet de calculer la vitesse des véhicules sur la route. Ils opèrent en général dans la bande K [2].

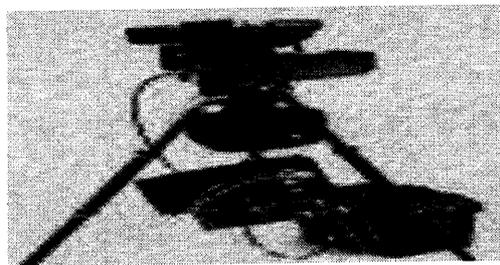


Figure. I. 17: Radar de contrôle routier.

I.7.17 Maritime

Les radars maritimes sont conçus pour la navigation dans de mauvaises conditions météorologiques. Ils aident le pilote à trouver les obstacles et les autres navires le long de son trajet quand la visibilité est réduite par les précipitations ou le brouillard [2].

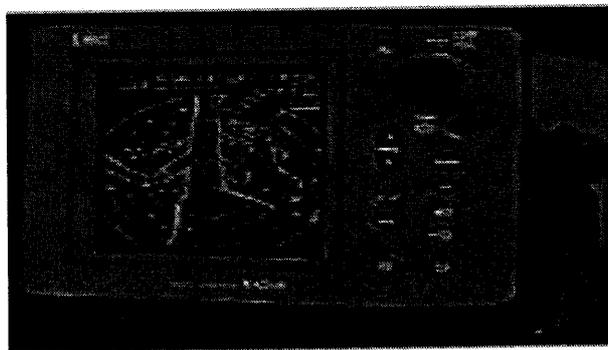


Figure. I. 18: Ecran d'un radar de navigation.

I.7.18 Radar de régulation de distance

L'image montre le capteur radar Distronic placé sur la calandre d'une voiture. Il fait partie d'un système radar qui sonde à l'avant de l'automobile, jusqu'à 150 mètres, pour détecter les obstacles [2]. Le système de régulation de vitesse avertira le conducteur s'il s'approche d'un véhicule plus lent et pourra même appliquer les freins en dernier ressort.

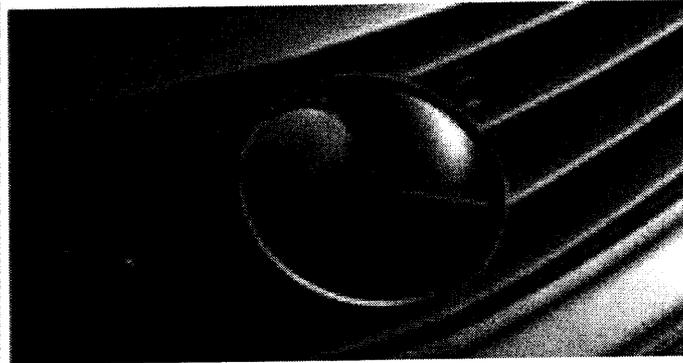


Figure. I. 19: Radar de régulation distance.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par introduire les systèmes radar en générale, suivi d'un historique pour voir l'évolution de ces systèmes dans le temps. Ensuite nous avons détaillé les composants constituant un radar, suivi de son principe de fonctionnement, puis nous avons donné quelques fonctions comme le calcul de la distance entre le récepteur et l'objet détecté ainsi que le calcul de la direction. Nous avons terminé par une classification des radars en différents types et selon leur usage.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des différents types de bruits et de signaux parasites (clutter) qui influent sur la détection, ainsi que les différentes distributions qui modélisent ces clutter.

II. Chapitre II

Bruits et distributions

Sommaire :

II.1. Introduction

II.2. Différents types de bruit

II.3. Les différentes distributions

II.4. Conclusion

II.1 Introduction

Le bruit est une énergie électromagnétique indésirable avec des paramètres aléatoires qui interfèrent la capacité du radar à fonctionner dans un mode idéal et sans erreur. Le bruit apparaît typiquement comme constitué de variations aléatoires superposées au signal d'écho reçu, ainsi plus la puissance du signal désiré est faible, plus il est difficile de le discerner du bruit [6].

Dans les premiers systèmes radar de détection automatique de cibles, la résolution était relativement basse et la distribution Gaussienne s'adaptait bien à ce type de radars. Cependant, les exigences inhérentes aux radars haute résolution ont montré que l'hypothèse d'un environnement Gaussien donnait lieu à une augmentation intolérable du taux de fausses alarmes. Il a donc été prouvé que les statistiques du bruit n'étaient, désormais, plus Gaussiennes. Des études ont montré que les distributions les plus adaptées sont de nature biparamétrique, telles que les distributions Log-normal, Weibull et K. Ces lois de distributions non gaussiennes sont utilisées pour modéliser le clutter de mer et de terre [7, 8, 9, 10].

II.2 Différents types de bruit

Il existe de nombreuses sources de signaux indésirables que les radars doivent pouvoir ignorer plus ou moins, afin de se focaliser uniquement sur les cibles d'intérêt. Ces signaux peuvent avoir des origines passives et actives, internes (bruit thermique) et externes (cibles interférentes et/ou fouillis (clutter)). En général, la puissance du clutter est beaucoup plus élevée que celle du bruit thermique.

La capacité d'un radar à surmonter ces nuisances définit son rapport signal sur bruit (SNR). Plus le SNR est grand, plus le radar peut séparer efficacement une cible des signaux parasites[3].

II.2.1 Bruit thermique

Le bruit thermique est une source interne de variations aléatoires du signal, que tous les composants électroniques génèrent de façon inhérente à différents degrés. Il apparaît typiquement comme constitué de variations aléatoires superposées au signal d'écho reçu par le radar. Plus la puissance du signal désiré est faible, plus il est difficile de le discerner du bruit thermique (tenter d'entendre un murmure près d'une route encombrée est similaire).

Ainsi, les sources du bruit thermique les plus importunes apparaissent au niveau du récepteur et beaucoup d'efforts sont faits pour minimiser ces facteurs. Le facteur de bruit est une mesure du bruit produite par un récepteur comparée à celle produite par un récepteur idéal. Ce ratio doit être minimal. Dans le cas des radars modernes, grâce aux hautes performances de leurs récepteurs, le bruit interne est inférieur ou égal au bruit de l'environnement extérieur [6].

II.2.2 Bruit de grenaille

C'est un bruit électronique, appelé aussi « shot noise », il causé par le fait que le courant électrique n'est pas continu mais constitué de porteurs de charge élémentaires (électrons). Ce qui est dû principalement dans le cas du radar, aux heurtes des photons sur la surface de l'antenne, et ce qui génère des fluctuations aléatoires dans les courants électroniques. Généralement dans les systèmes radars, le bruit de grenaille est négligé par rapport au bruit thermique, du fait de la faiblesse de l'énergie des photons [6].

D'autres classifications du bruit sont présentées dans [11], où le bruit ambiant est dû à la nature de l'environnement, dont les principales sources sont le bruit atmosphérique, le bruit urbain ou industriel, et le bruit cosmique (bruit solaire).

II.2.3 Echos parasites

L'écho radar est la portion d'énergie du signal transmis, reflétée au récepteur. Cet écho radar est cependant contaminé par des signaux parasites et la discrimination entre ces derniers et l'écho utile, constitue l'une des difficultés majeures des radars.

II.2.4 Notions sur le Clutter

Ces échos indésirables appelés clutter, peuvent parvenir de différentes sources, du sol, de la pluie, de la terre ou d'autres précipitations, aussi des oiseaux, des insectes ou d'aurore. Le clutter a pour effet de masquer les cibles, qui passent à travers des régions occupées par les échos clutter, et de générer des fausses alarmes qui peuvent diriger l'attention des cibles réelles et produire de fausses pistes pour la poursuite. Pour réduire ces effets, les radars comptent sur la réduction de la taille de la cellule de résolution spatiale pour minimiser le clutter d'entrée, et appliquent les techniques CFAR dans la circuiterie de détection. Dans pas mal de cas le choix propre de la fréquence de polarisation peut minimiser le clutter d'entrée au radar [11]. Il existe plusieurs types de clutter, parmi lesquelles on peut trouver [12, 13]:

II.2.5 Clutter de sol

Indépendamment de leur nature, les réflecteurs répartis sur le sol renvoient au radar des signaux dont la puissance dépend de leur distance, de leur SER (Surface Equivalente Radar) et du gain d'antenne dans leur direction.

Le clutter de sol est fort dépendant de la nature du terrain et des conditions locales. Les régions urbaines, les champs cultivés, les forêts, les montagnes et le désert peuvent produire différents échos radar. En outre, les dispersions radar du sol sont affectées par la pluie, la neige, les végétations, le temps de l'année et la présence de lacs dans les terrains.

Pour évaluer les performances des radars, la modélisation du retour de sol est nécessaire. Le plus souvent, un modèle correspondant à un fouillis homogène est admis, du fait qu'il est représentatif de ce qu'un radar peut rencontrer et permet de calculer la probabilité de détection dans les cas habituels. Cependant, il existe des cas où ce modèle n'est pas suffisant et donc doit être complété par superposition d'une distribution d'échos ponctuels.

II.2.6 Clutter de mer

Ce type de clutter correspond à l'écho de la surface de la mer, caractérisée par sa réflectivité. Une étendue d'eau se comporte comme une surface de sol particulière et sa SER dépend de l'état de la mer et en particulier de la force du vent, de l'angle de vue par rapport à la direction du vent et aussi de la longueur d'onde et de la polarisation. Néanmoins lorsque la résolution distance devient inférieure à la dizaine de mètres, le clutter de mer perd son aspect homogène et alors sa distribution d'amplitude présente des pics importants sur les crêtes de vagues, ce qui entraîne de fausses alarmes et rend la détection difficile. Le clutter de mer est généralement décrit par une distribution Weibull ou Log-normale lorsque les radars à haute résolution sont utilisés.

II.2.7 Clutter atmosphérique

Les performances de certains radars peuvent être affectées par la présence de particules météorologiques. En général, en basses fréquences, le clutter météorologique n'a pas d'effet significatif sur la détection, mais en hautes fréquences il peut constituer un masque pour l'opérateur radar pour lequel la tâche principale est de détecter des avions et des bateaux. La plupart des clutters météorologiques suivent une distribution Rayleigh. Ils s'agissent des échos parasites renvoyés par les nuages ou la pluie. Une forte pluie donnera un clutter

beaucoup plus important qu'une pluie fine. La longueur d'onde intervient également et quand la fréquence augmente, les échos de nuages et de pluie deviennent de plus en plus importants.

II.2.8 Cibles interférentes

Ce cas est défini pour décrire des situations où le milieu du clutter est composé par un bruit blanc Gaussien homogène plus de cibles interférentes. Ces cibles interférentes apparaissent comme des pics dans des cellules de portée et peuvent tomber dans l'une des deux fenêtres de références ou dans les deux en même temps [14].

Lorsque les cibles interférentes s'étendent sur les cellules de références, de la cible en question, qui est la cible primaire, le seuil est élevé et la détection de la cible primaire se dégrade sérieusement. Ceci est connu sous le nom de l'effet de capture. Avec un seuil trop grand, certaines cibles peuvent ne pas être détectées. D'un autre côté, si le seuil n'est pas assez élevé, le nombre de fausses alarmes dues aux pics de bruits augmente.

II.3 Les différentes distributions

Le clutter peut être modélisé par différentes distributions selon la nature de l'environnement. Dans la littérature radar, plusieurs modèles ont été proposés pour représenter les statistiques du clutter de mer ou du clutter de terre tels que les fonctions densité de probabilité.

II.3.1 Les distributions de type Location-Scale (LS)

Dans la théorie des probabilités statistiques, une variable aléatoire $X \geq 0$ est dite de type position-échelle (Location-Scale, LS) si sa distribution est membre de la famille des distributions [15]:

$$F_X(x, a, b) = F_{X_0}\left(\frac{x-a}{b}\right) \quad (\text{II.1})$$

Où $a \in \mathbb{R}$ est dit paramètre de position (location paramètre) et $b \in \mathbb{R}^+$ et dit paramètre d'échelle (scale paramètre). F_{X_0} est la distribution de la variable standardisée X_0 pour laquelle a est égal à 0 et b est égal à un. Comme les distributions log-normal, Weibull, et K ne sont pas membres de la famille LS, nous supposons donc qu'il existe un amplificateur logarithmique dans la chaîne de réception pour transformer les distributions Log-normal, Weibull et K en distributions Normal, Gumbel et Log-K, respectivement.

II.3.2 Distribution uniforme(Uniform)

Une variable aléatoire continue X est dite uniformément distribuée sur l'intervalle $[a,b] \in \mathbb{R}$ $a < b$, si sa fonction de densité de probabilité (pdf), figure (II.1) est donnée par [1,16]:

$$f_X(x) = \frac{1}{b-a} \quad \text{Avec} \quad a \leq x \leq b \quad (\text{II.2})$$

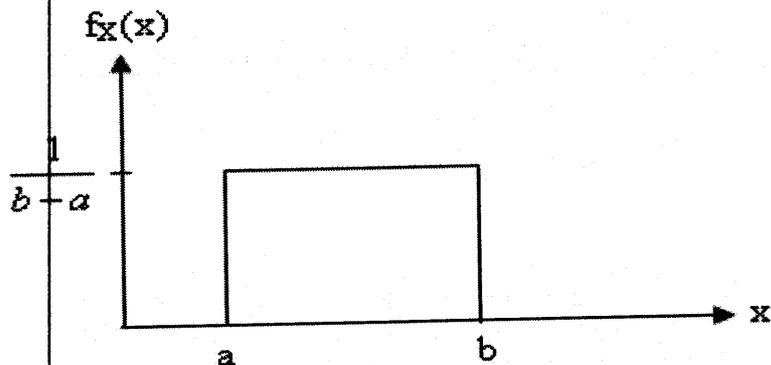


Figure II. 1: Fonction de densité de probabilité de la loi uniforme.

La fonction de répartition, aussi appelée fonction de distribution ou fonction de densité cumulative (cumulative density function, cdf) de X , figure (II.2), est définie par trois segments de droites:

$$F_X(x) = P(X \leq x) = \int_{-\infty}^x f_X(u) du = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & x \geq b \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

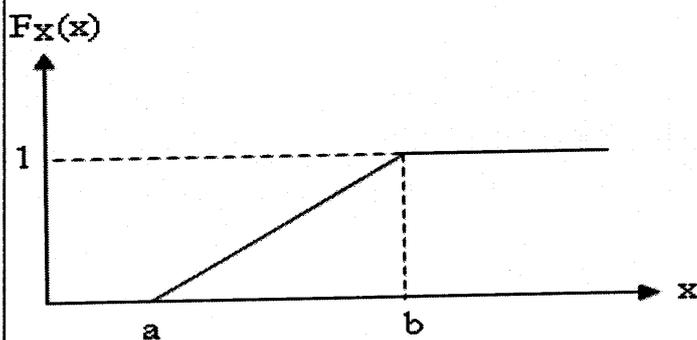


Figure II. 2: Fonction de répartition de la loi uniforme.

Moments d'ordre n

Par définition, la fonction qui donne les moments d'ordre n est donnée par :

$$\mu_n = E[X^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n f_X(x) dx \quad (\text{II.4})$$

Alors, il est possible de montrer que pour une loi uniforme, nous avons :

$$\mu_n = E(X^n) = \frac{b^{n+1} - a^{n+1}}{(n+1)(b-a)} \quad (\text{II.5})$$

Ce qui donne une moyenne (n=1):

$$E(X) = \frac{1}{2}(a + b) \quad (\text{II.6})$$

Une puissance moyenne (n=2):

$$E(X^2) = \frac{b^3 - a^3}{3(b-a)} \quad (\text{II.10})$$

Et donc une variance:

$$\sigma_X^2 = \text{Var}(X) = E[X^2] - E^2[X] = \frac{1}{12}(b-a)^2 \quad (\text{II.10})$$

Notons que sous Matlab, une variable aléatoire uniforme peut être générée par la commande `unifrnd(a,b)` et est initialisée par la commande `rand('state',0)`.

II.3.3 Distribution Gaussienne (Normal)

La distribution normal, souvent appelée distribution Gaussienne, est une famille importante de distributions de probabilité de variables aléatoires continues. Par définition, une variable aléatoire X suit une loi Gaussienne, notée $X \sim N(\mu, \sigma^2)$, quand sa fonction de densité de probabilité, figure (II.4), s'écrit, $\forall X \in \mathbb{R}$ [1,16]:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad -\infty < \mu < \infty \quad \text{et} \quad \sigma > 0 \quad (\text{II.11})$$

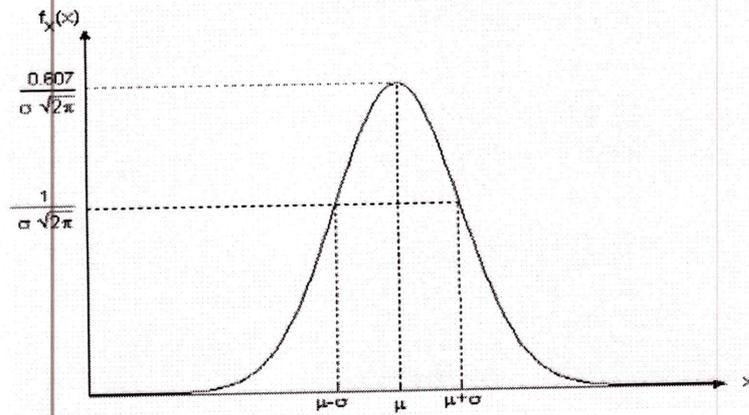


Figure. II. 3: Fonction de densité de probabilité de la loi Gaussienne.

μ et σ sont, respectivement, la moyenne et l'écart type de X . μ représente le paramètre de position (location paramètre), et σ représente le paramètre d'échelle (scale paramètre). La pdf normal passe par son maximum pour $(x = \mu)$. Elle a ses points d'inflexion en $\mu + \sigma$ et $\mu - \sigma$.

Quand $\mu = 0$ et $\sigma^2 = 1$, $N(0,1)$ est appelée loi Normale standard.

La fonction de répartition correspondante, figure (II.5), est donnée en terme de la fonction d'erreur par:

$$F_X(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{x - \mu}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (\text{II.12})$$

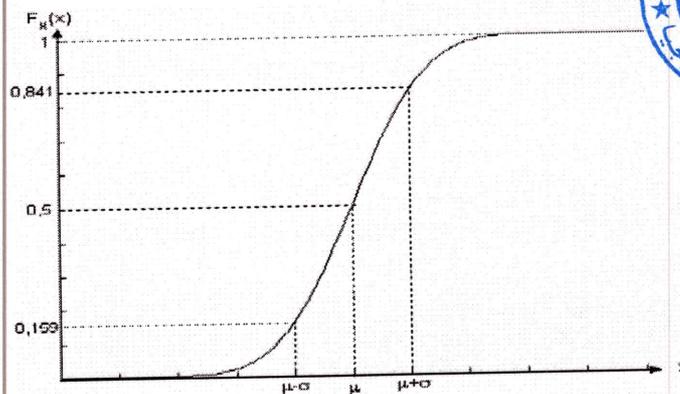


Figure. II. 4: Fonction de répartition de la loi Gaussienne.

$\operatorname{erf}(\cdot)$ représente la fonction d'erreur, elle est définie comme suit:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du \quad (\text{II.13})$$

Moments d'ordre n

$$E(X^n) = n! \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{\mu^{n-2k} \sigma^{2k}}{2^k k! (n-2k)!} \quad (\text{II.14})$$

$$k = \begin{cases} \frac{n}{2}, & \text{pour } n \text{ pair} \\ \frac{n-1}{2}, & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Ce qui donne une moyenne (n=1):

$$E(X) = \mu \quad (\text{II.16})$$

Une puissance moyenne (n=2):

$$E(X^2) = \mu^2 + \sigma^2 \quad (\text{II.17})$$

Et donc une variance:

$$\operatorname{Var}(X) = \sigma^2 \quad (\text{II.18})$$

Notons que sous Matlab, nous générons une variable aléatoire normale par la commande `normrnd` (μ, σ), où μ représente le paramètre d'emplacement et σ le paramètre d'échelle. Cette commande peut être initialisée par la commande `randn('state',0)`.

II.3.4 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 à faible angle d'incidence (low grazing angle) et dans les radars à haute résolution. C'est une loi de distribution dont le logarithme est normalement distribué. Par définition, une variable aléatoire X suit une loi log-normal, notée $X \sim \operatorname{Ln}(\mu, \sigma^2)$ quand sa densité de probabilité biparamétrique, figure (II.6), s'écrit, $\forall X \in \mathbb{R}_+^*$ [9, 1, 16]:

$$f_X(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - \mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad \sigma \geq 0 \text{ et } -\infty < \mu < +\infty \quad (\text{II.19})$$

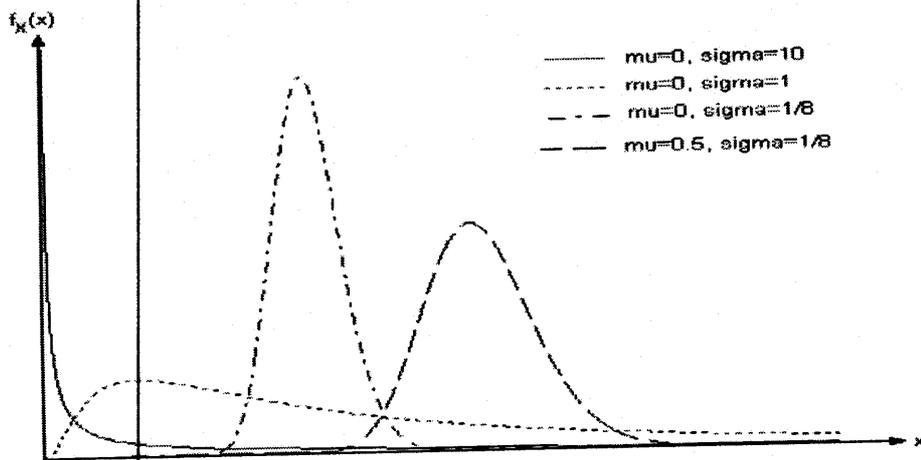


Figure. II. 5: Fonction de densité de probabilité de la loi Log-normal.

μ et la moyenne de $\ln x$, représente le paramètre d'échelle et σ , l'écart type de $\ln x$, est connu sous le nom de paramètre de forme [10]. Le fait d'augmenter la valeur de μ en maintenant celle de σ constante a pour effet d'aplatir la pdf et de l'étirer à droite, en conservant sa forme. Tandis que le paramètre de forme σ , comme son nom l'indique, définit la forme de la distribution [9].

La fonction de répartition de X , figure (II.7), est représentée par:

$$F_x(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{\ln x - \mu}{\sigma\sqrt{2}} \right] \quad (\text{II.20})$$

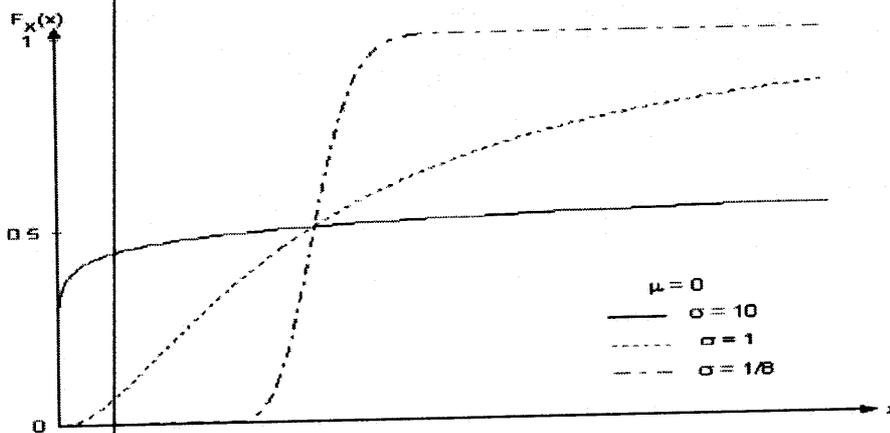


Figure. II. 6: Fonction de répartition de la loi Log-normal.

Moments d'ordre n :

$$E[X^n] = \exp \left[n\mu + \frac{n^2}{2} \sigma^2 \right] \quad (\text{II.21})$$

Ce qui donne une moyenne (n=1):

$$E[X] = \exp\left[\mu + \frac{\sigma^2}{2}\right] \quad (\text{II.22})$$

Une puissance moyenne (n=2):

$$E[X^2] = \exp\left[2\left(\mu + \sigma^2\right)\right] \quad (\text{II.23})$$

Et donc une variance:

$$\text{Var}[X] = \exp(2\mu + \sigma^2)(\exp(\sigma^2) - 1) \quad (\text{II.24})$$

Lien entre la loi log-normal et la loi Normal

Si la variable aléatoire Y suit une loi Log-normal, notée $Y \sim \text{Ln}(\mu, \sigma^2)$, alors la variable aléatoire $X = \text{Ln}(Y)$ suit une loi Normal, notée $X \sim N(\mu, \sigma^2)$, (Ln étant le logarithme Népérien).

Notons que sous Matlab, nous générons une variable aléatoire Log-normal par la commande `lognrnd(μ,σ)`, où μ est le paramètre d'échelle et σ, le paramètre de forme. Cette commande peut être remise à zéro par la commande `randn('state',0)`.

II.3.5 Distribution Rayleigh

La distribution Rayleigh, qui est fréquemment utilisée pour modéliser les statistiques des signaux, trouve son application dans beaucoup de problèmes de communications et de radar. La distribution Rayleigh, de paramètre σ, est caractérisée par la densité de probabilité, figure (II.8), $\forall X \in \mathbb{R}^+$ suivante [1,16]:

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{II.25})$$

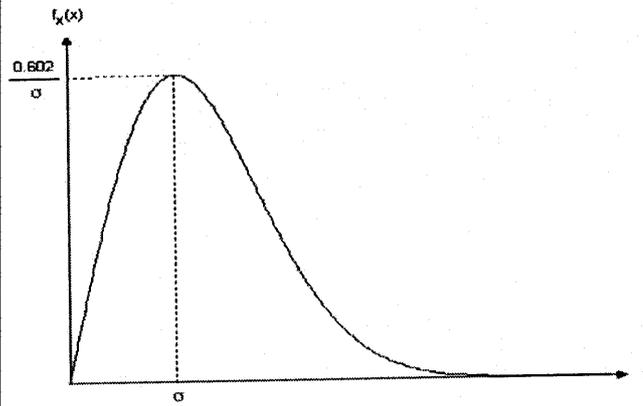


Figure. II. 7: Fonction de densité de probabilité de la loi Rayleigh.

La fonction de répartition de X, figure (II.9), est représentée par :

$$F_X(x) = 1 - \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{II.26})$$

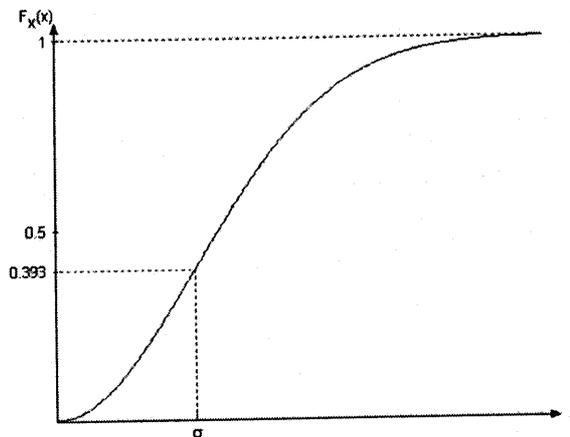


Figure. II. 8: Fonction de répartition de la loi Rayleigh.

Moments d'ordre n:

$$\mu_n = E[X^n] = (\sqrt{2}\sigma)^n \Gamma\left(\frac{n}{2} + 1\right) \quad (\text{II.27})$$

Où $\Gamma(\cdot)$ est la fonction Gamma donnée par:

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} x^{\alpha-1} e^{-x} dx, \alpha > 0 \quad (\text{II.28})$$

L'intégrale impropre ci-dessus converge pour $\alpha > 0$. En intégrant par parties pour $u = x^{\alpha-1}$ et $dv = e^{-x} dx$, nous obtenons:

$$\Gamma(\alpha) = (\alpha - 1)\Gamma(\alpha - 1) \quad (\text{II.29})$$

En continuant de cette manière pour des valeurs entières de α , nous obtenons:

$$\Gamma(n) = (n - 1)! \quad (\text{II.30})$$

En particulier, nous avons:

$$\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi} \quad \text{et} \quad \Gamma(1) = \Gamma(2) = 1 \quad (\text{II.31})$$

Nous pouvons déduire la moyenne d'une telle distribution de l'équation (II. 26) avec ($n=1$):

$$E(X) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{II.32})$$

Une puissance moyenne ($n=2$):

$$E(X^2) = 2\sigma^2 \quad (\text{II.33})$$

Et donc une variance:

$$\text{Var}(X) = \sigma^2 \left[2 - \frac{\pi}{2} \right] \quad (\text{II.34})$$

Notons que sous Matlab, nous générons une variable aléatoire Rayleigh par la commande `raylrnd(σ)`, avec $\sigma = \sqrt{E(x^2)/2}$, et l'initialisons par la commande `randn('state',0)`.

Lien entre la loi Rayleigh et autres lois

La loi Rayleigh peut être déduite de la loi Normal $N(0, \sigma^2)$. Si $X_1 \sim N(0, \sigma^2)$ et $X_2 \sim N(0, \sigma^2)$ sont deux variables aléatoires indépendantes, alors $X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2}$ est une variable aléatoire qui suit une loi Rayleigh de paramètre σ , et donc X^2 suit une loi Exponentielle de paramètre $2\sigma^2$.

II.3.6 Distribution Weibull

Une variable aléatoire X est dite Weibull distribuée, figure (II.10), si sa densité de probabilité à deux paramètres α et β , notée $W(\alpha, \beta)$, est définie sur \mathbb{R}^+ par [16].

$$f_X(x) = \frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{x}{\alpha}\right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{x}{\alpha}\right)^\beta\right] \quad \alpha > 0 \quad \text{et} \quad \beta > 0 \quad (\text{II.35})$$

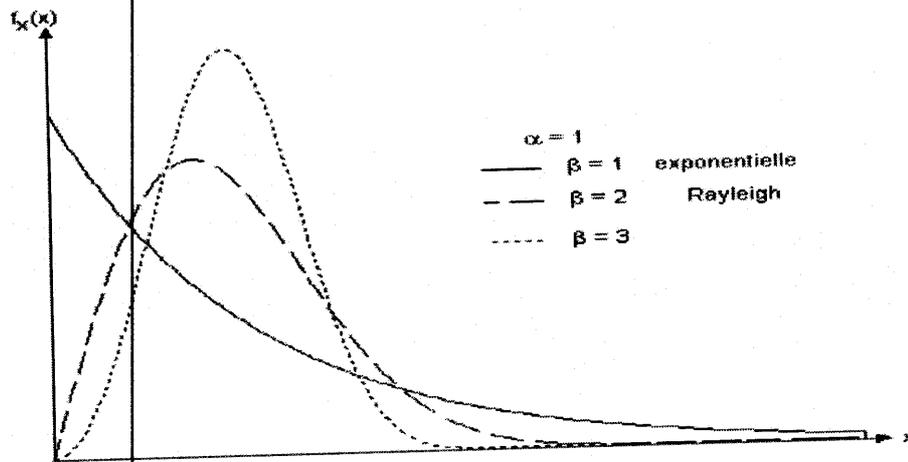


Figure II. 9: Fonction de densité de probabilité de la loi Weibull.

α représente le paramètre d'échelle et β le paramètre de forme de la distribution Weibull.

Enfin, la distribution Weibull d'un seul paramètre est obtenue lorsque $\alpha = 1$. Elle est alors appelée distribution Weibull standard. Sa pdf se résume donc à :

$$f_X(x) = \beta x^{\beta-1} \exp[-x^\beta] \quad (\text{II.36})$$

La fonction de répartition de X, figure (II.11), est représentée par:

$$F_X(x) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{x}{\alpha}\right)^\beta\right] \quad (\text{II.37})$$

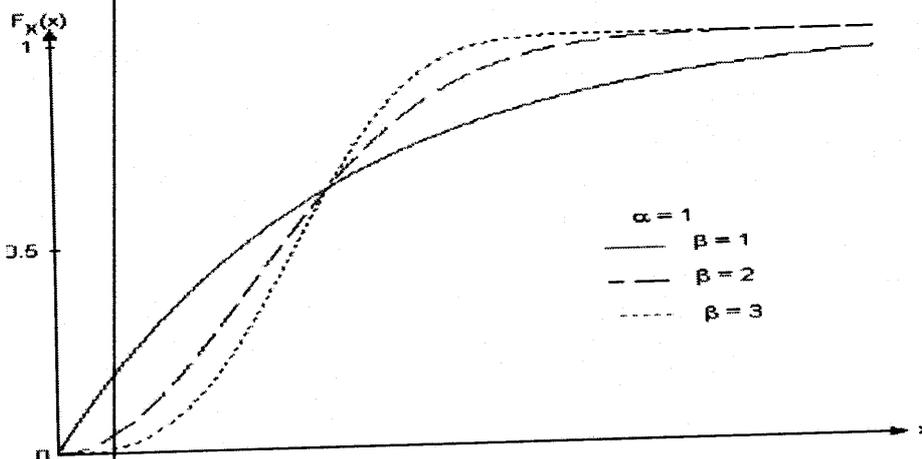


Figure II. 10: Fonction de répartition de la loi Weibull.

Moments d'ordre n:

$$\mu_n = E[X^n] = \alpha^n \Gamma\left(1 + \frac{n}{\beta}\right) \quad (\text{II.37})$$

Ce qui donne une moyenne (n=1):

$$E[X] = \alpha \Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right) \quad (\text{II.38})$$

Une puissance moyenne (n=2):

$$E[X^2] = \alpha^2 \Gamma\left(\frac{2}{\beta} + 1\right) \quad (\text{II.39})$$

Et donc une variance:

$$\text{Var}[X] = \alpha^2 \left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{\beta}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \right] \quad (\text{II.40})$$

Notons que sous Matlab, nous générons une variable aléatoire Weibull par la commande `weibrnd(α^β, β)`, où α est le paramètre d'échelle et β , le paramètre de forme. Nous pouvons l'initialiser par la commande `rand('state', 0)`.

Lien entre la loi Weibull et autres lois

Pour $\beta=1$, la loi Weibull se réduit à une loi Exponentielle donnée par:

$$f_X(x) = \frac{1}{\alpha} \exp\left[-\frac{x}{\alpha}\right] \quad (\text{II.41})$$

Pour $\beta=2$, la loi Weibull se réduit à une loi Rayleigh donnée par:

$$f_X(x) = \frac{2x}{\alpha^2} \exp\left[-\frac{x^2}{\alpha^2}\right] \quad (\text{II.42})$$

II.3.7 Distribution K :

Jusqu'ici, nous avons vu que la meilleure description, qui peut représenter le clutter de mer en termes statistiques, est habituellement non-gaussienne, tels que les modèles de distribution Weibull et Log-normal déjà mentionnés. D'un point de vue pratique, les deux

derniers modèles ont été employés seulement parce qu'ils ont réussi, partiellement, à modéliser les données réelles du clutter de mer [10].

Cependant, il n'y a actuellement aucune justification physique pour valider le choix de ces modèles, et aucune évidence théorique pour suggérer que le clutter de mer doit suivre l'un des deux. Davantage, un ajustement convenable des données observées du clutter de mer à une famille particulière de ces modèles n'est jamais atteint prenant en compte toutes les conditions et les circonstances.

En effet, les modèles non-gaussiens les plus véridiques ne sont pas habituellement importants pour le but de la conception du système radar lui-même, mais le plus important pour tels modèle, dans telles circonstances, est la capacité d'introduire exactement les caractéristiques du clutter de mer telles que la corrélation temporelle et spatiale, ainsi que l'addition du bruit thermique et bien d'autres. D'ailleurs, ces caractéristiques peuvent être bien expliquées dans le cadre de la distribution K, d'où les résultats statistiques de plusieurs expériences prouvent évidemment que cette description stochastique peut servir à modéliser correctement le clutter de mer. Pour cette raison, elle est devenue très populaire ces dernières années. En réalité, la modélisation statistique, du clutter de mer par la loi K, s'appuie essentiellement sur un modèle physique fondamental qui traite ce type de clutter comme étant une superposition des échos rétrodiffusés par la surface de la mer.

Dans ce cas, le clutter de mer produit par l'interaction des signaux radar émis avec cette surface, peut être exprimé alors en terme statistique par le modèle de la distribution-K caractérisé par deux paramètres (un paramètre de forme ν , et un autre d'échelle b) et doit son nom à la fonction de Bessel modifiée de deuxième espèce, K_ν . Donc pour un détecteur quadratique, la pdf de l'enveloppe x , est donnée $\forall x \in \mathbb{R}_+$, par :

$$p(x) = \frac{2c^{\nu+1}}{\Gamma(\nu)} x^{\frac{\nu-1}{2}} K_{\nu-1}(2c\sqrt{x}) \quad (\text{II.43})$$

Où
$$b = 2c/\sqrt{\pi} \quad (\text{II.44})$$

$\Gamma(\bullet)$ est la fonction Gamma.

k_ν est la fonction de Besse modifiée de deuxième espèce d'ordre ν .

Généralement pour un clutter à haute résolution, les valeurs de ν sont observées entre 0 et ∞ , donc on peut distinguer deux cas limites de la distribution K, le premier cas

pour « $\nu \sim 0.1$ » représente un clutter très pointu (very spiky clutter) caractérisé par la présence de grandes valeurs (sea spikes) fréquemment apparues dans la série temporelle des données réelles observées ce qui rend par conséquence la queue de la distribution K plus longue. Le deuxième cas pour « $\nu \rightarrow \infty$ » représente un clutter Rayleigh (ou simplement un bruit thermique que l'on considère négligeable).

D'un point de vue détection et suivant la dynamique très variée de l'environnement marin, le clutter de mer analysé peut être considéré comme homogène ou non-homogène selon l'état changeant de ce milieu. La non-homogénéité est provoquée essentiellement par l'effet de bord du clutter et/ou par la présence de cibles interférentes, et parfois par la présence d'un simple clutter, caractérisé par une nature impulsionnelle présentant des valeurs très pointues dans les blocs locaux examinés.

Employant l'équation (II.43), l'expression génératrice des moments d'ordre n de l'intensité du clutter K distribué peut être écrite selon la forme suivante [10] :

$$m_n = \langle x^n \rangle = \left(\frac{2}{b\sqrt{\pi}} \right) 2n \frac{\Gamma(n+\nu)\Gamma(n+1)}{\Gamma(\nu)} \quad (\text{II.45})$$

Par conséquence, la moyenne et la variance attachées à cette distribution sont respectivement :

$$E[x] = \frac{4}{\pi b^2} \frac{\Gamma(\nu+1)}{\Gamma(\nu)} = \frac{4\nu}{\pi b^2} \quad (\text{II.46})$$

$$\text{Var}[x] = \frac{16}{\pi^2 b^4} \frac{\Gamma(2+1)\Gamma(\nu+2)}{\Gamma(\nu)} = \frac{32\nu(\nu+1)}{\pi^2 b^4} \quad (\text{II.47})$$

La CDF du clutter K distribué est donnée par la formule analytique suivante :

$$F(x) = 1 - \frac{2}{\Gamma(\nu)} (x)^{\nu/2} K_\nu(2\sqrt{x}) \quad (\text{II.48})$$

Et le taux de fausse alarme est estimé, dans ce cas, par la fonction de distribution cumulative donnée pour un seuil «th » exprimé ici par α le seuil normalisé au niveau moyen du clutter μ , comme suit :

$$P_{fa} = p(x > th) = \frac{2}{\Gamma(\nu)} (\alpha\nu)^{\nu/2} K_\nu(2\sqrt{\alpha\nu}) \quad (\text{II.49})$$

Où

$$\alpha = \frac{th}{\mu} = \frac{\pi b^2}{4\nu} th \quad (\text{II.50})$$

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des notions sur les bruits et les échos parasites, du fait qu'ils sont les principales sources, qui rendent complexe la fonction de détection. Les différents types de clutter et de cibles interférentes pouvant touchés à la qualité de la détection ont été aussi présentés.

Ensuite nous avons défini quelques distributions continues importantes qui surviennent dans beaucoup d'applications radar et systèmes de communications. Nous avons commencé par décrire les fonctions densité de probabilité (pdf) des variables aléatoires, puis leurs fonctions de répartition (cdf), et les caractéristiques statiques les plus utilisées dans notre travail. Nous avons donné aussi quelques liens possibles qui puissent exister entre elles.

Le chapitre qui suit sera consacré à l'étude de la détection adaptatif CFAR

III. Chapitre III

Détection CFAR

Sommaire :

III.1. Introduction

III.2. Détection et décision

III.3. Modèles statistiques de cibles

III.4. Techniques de détection RADAR

III.5. Détecteurs CFAR

III.6. Conclusion

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 devons confirmer la présence ou l'absence de cibles grâce à l'observation du signal retourné. Pour cela le récepteur doit entreprendre des règles de décision selon certaines techniques [3].

Plusieurs d'entre elles ont été développées dans le but d'améliorer la probabilité de détection [17].

III.2 Détection et décision

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence d'une cible dans l'espace de recherche. Le principe est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit [18].

- 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 fausse 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):

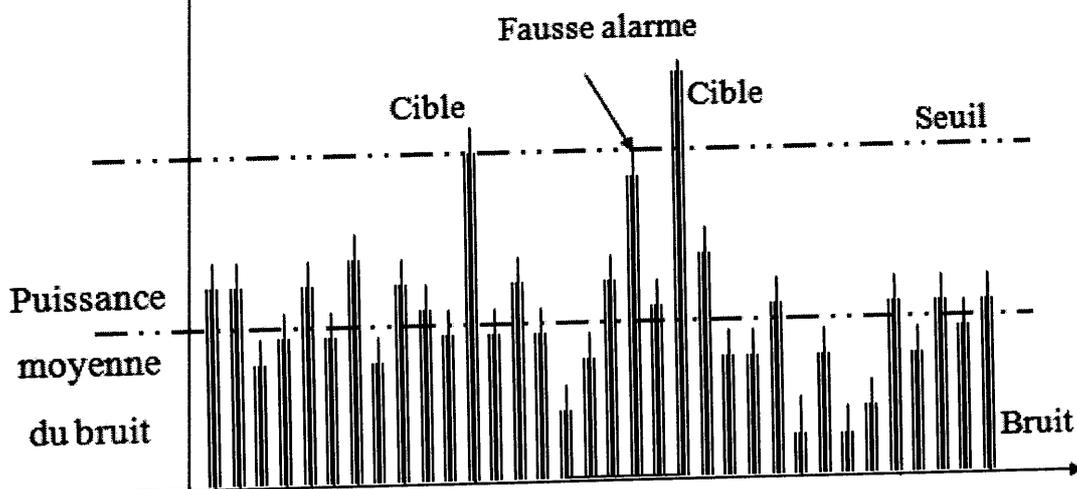


Figure. III. 1: Principe de détection radar.

Tout cela peut être formulé en termes de tests d'hypothèses statistiques qu'on appellera hypothèse nulle H_0 où la cible est déclarée absente, c'est-à-dire que le signal reçu ne dépasse pas le seuil, et l'hypothèse alternative H_1 où la cible est déclarée présente.

Quatre cas de décision sont possibles :

- 1) H_0 est vraie et H_0 est décidée.
- 2) H_0 est vraie et H_1 est décidée.
- 3) H_1 est vraie et H_1 est décidée.
- 4) H_1 est vraie et H_0 est décidée.

On remarque qu'il y a une bonne décision dans le cas (1) et (3), et pour les deux autres cas-là les décisions sont erronées. L'évènement (3) est appelé détection, la probabilité associée à ce dernier est la probabilité de détection P_d . l'évènement (2) est une fausse alarme car une présence de cible est décidée lorsqu'elle est absente, donc sa probabilité est P_{fa} . Quant à l'évènement (4), il se réalise lorsque (3) n'est pas réalisé, par conséquent sa probabilité est $1-P_d$ et on l'appelle probabilité des pertes P_m . pour l'évènement (1) c'est la non détection, sa probabilité est $P_n = 1-P_{fa}$.

III.3 Modèles statistiques de cibles

Dans la nomenclature radar, le terme « cible » (soit en anglais target) est employé souvent pour indiquer n'importe quelle rétrodiffusion radar qui ne vient pas de l'environnement entourant cette cible. Par exemple, dans un milieu marin, une telle rétrodiffusion peut venir à partir des objets synthétiques à savoir par exemple un périscope submersible ou un bateau, ou à partir de certains objets naturels comme un iceberg par exemple.

La modélisation des cibles dépend du calcul du RCS (radar cross Section) de l'objet ou de la cible. Le moindre changement d'orientation de la cible et les vibrations qu'elle subit provoque le phénomène de variation du RCS appelé communément fluctuation. En effet l'amplitude du signal reçu à l'entrée du récepteur dépend du RCS de la cible, qui est une mesure de la quantité de l'énergie électromagnétique d'une cible interceptée par le radar, et les rétrodiffusions vers le récepteur.

En général, le RCS de la cible est fluctuant parce que les cibles se composent de beaucoup d'éléments de rétrodiffusion, et les retours de chaque élément de rétrodiffusion changent. La majorité des cibles radars sont fluctuantes, car leurs dimensions sont plus importantes que la longueur d'onde radar utilisée. Swerling a observé que les cibles peuvent être classifiées, en gros, selon les fluctuations en quatre grands modèles statistiques [19].

III.3.1 Modèle de Swerling I

Le modèle de Swerling I appelé parfois Scan-to-scan Independence, caractérise une cible lentement fluctuante et dont l'amplitude de l'enveloppe q du signal réfléchi suit une loi de Rayleigh, telle que sa fonction densité de probabilité est donnée par :

$$f(q) = \frac{q}{\sigma_t^2} \exp\left(-\frac{q^2}{2\sigma_t^2}\right), \quad q > 0 \quad (\text{III.1})$$

Le paramètre σ_t^2 représente la variance de la cible, qui est proportionnelle à son RCS.

III.3.2 Modèle de Swerling II

Le modèle de Swerling II (Pulse-To-Pulse Independence) est défini par une cible rapidement fluctuante et dont l'amplitude de l'enveloppe, du signal réfléchi suit une loi de Rayleigh donnée par (III.1).

En pratique, les modèles de types Swerling I et II s'apparentent à des éléments réfléchissants indépendants dont aucun n'est prépondérant. De nombreuses cibles appartiennent à cette catégorie, notamment les avions.

III.3.3 Modèle de Swerling III

Le modèle de Swerling III (Scan-to-scan Independence), caractérise une cible lentement fluctuante et dont l'amplitude de l'enveloppe q , du signal réfléchi suit une loi de Rayleigh Modifiée, d'où sa fonction de densité de probabilité est écrite par :

$$f(q) = \frac{9q^3}{2\sigma_t^4} \exp\left(-\frac{3q^2}{2\sigma_t^2}\right), \quad q > 0 \quad (\text{III.2})$$

III.3.4 Modèle de Swerling IV

Le modèle de Swerling IV (Pulse-To-Pulse Independence) est défini par une cible rapidement fluctuante dont l'amplitude de l'enveloppe q du signal reçu à la sortie du détecteur d'enveloppe suit une loi Rayleigh modifiée donnée par (III.2). En pratique, les modèles de types Swerling II et IV s'apparentent à un élément réfléchissant prépondérant, mais non fluctuant, associé à de nombreux éléments moins importants et indépendants. Un exemple sur cette catégorie de cibles est le missile.

On note qu'une cible non fluctuante (c'est à dire, à amplitude constante) est souvent classée sous la catégorie connue par le nom Swerling0. Il est très intéressant de noter également que la classification selon les modèles stochastiques de type de Swerling n'est pas la seule, mais il y a d'autres classifications qui ont été apparues dans la littérature telles que celles proposées par shinidman [20]. Pour la détection optimale d'une cible particulière, caractérisée par une forme très compliquée, ou par une technologie de fabrication très évoluée, des modèles statistiques plus détaillés que ceux de Swerling, et spécifiques uniquement pour cette cible particulière, doivent être préférablement utilisé. Par exemple un hélicoptère planant au-dessus de la surface de la mer doit être modélisé correctement pour pouvoir le détecter aisément dans un tel milieu.

Dans ce travail et pour le besoin de l'étude, on va adopter spécialement les modèles de Swerling qui sont souvent les plus utilisés pour analyser les performances de la détection de cibles, à cause de leur simplicité et leur flexibilité. Les différents modèles de cibles de Swerling sont récapitulés dans le tableau suivant

Tableau. III. 1: Modèles statistiques de Swerling caractérisant une cible.

Modèles statistiques decible	Description
Swerling0	Amplitude constante.
SwerlingI	FDP de l'amplitude est Rayleigh, lentement fluctuante.
SwerlingII	FDP de l'amplitude est Rayleigh, rapidement fluctuante.
SwerlingIII	FDP de l'intensité est Rayleigh modifiée, lentement fluctuante.
SwerlingIV	FDP de l'intensité est Rayleigh modifiée, rapidement fluctuante.

III.4 Techniques de détection RADAR

III.4.1 Détection à seuil fixe

Le principe de la détection pour un système radar est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle due à un signal utile. Ce seuil peut être fixé manuellement ou déterminé par un circuit de traitement de signaux radar. Tout signal dont l'amplitude est supérieure à celle du seuil est considéré dû à la cible sinon on suppose qu'on est en présence de bruit (voir figure III.2).

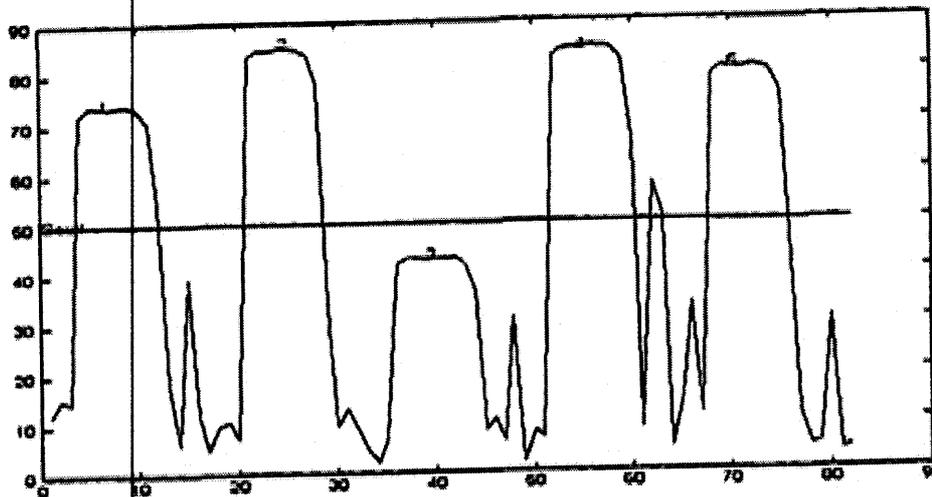


Figure. III. 2: Processus de détection.

Ce type de décision n'est cependant pas toujours justifié. En effet, le dépassement du seuil peut être effectivement dû au signal mais il peut aussi être causé par une grande augmentation accidentelle de l'amplitude du bruit. On fait alors une mauvaise détection en déclarant la cible présente. Déclarer qu'une cible est présente quand le dépassement du seuil est dû effectivement à la cible est appelé détection valide. Lorsque ce dépassement est dû uniquement au bruit, on parle de fausse alarme. Il est possible que le signal de la cible soit présent mais que son amplitude ne dépassant pas la tension seuil, ne soit pas détecté. Cette condition est appelée détection de cible manquée. On quantifie ces trois types d'événements à l'aide de densités de probabilités du bruit et du signal de la cible. Les probabilités associées sont P_{fa} , la probabilité de fausse alarme, P_d , celle de détection valide et P_m ($P_m = 1 - P_d$) celle de détection manquée. Nous verrons plus tard que P_{fa} , P_d et P_m sont liées au rapport signal sur bruit à l'entrée du détecteur et du seuil de détection.

Considérons l'entrée du détecteur de la figure (III.3) représentant six périodes de transmission d'impulsions. On constate que l'enveloppe a une apparence fluctuante due à la

nature aléatoire du bruit. Soient V_{T1} , V_{T2} et V_{T3} trois seuils de détection choisis tel que V_{T1} et V_{T2} sont respectivement proches des amplitudes maximales et moyennes des impulsions, et V_{T3} de la moyenne du bruit. On remarque que V_{T3} détecte toutes les impulsions mais détecte aussi des pics dus au bruit (ex: pic A). V_{T2} permet de détecter le maximum d'impulsions avec un taux réduit de fausses alarmes. Un seuil d'ordre V_{T1} par contre permet seulement de détecter des impulsions de grandes amplitudes. Certes le nombre de fausses alarmes est presque inexistant mais des impulsions d'amplitudes moyennes ne sont pas détectées. On conclut que plus le seuil de détection est faible, plus P_{fa} et P_d sont grandes. Pour réduire P_{fa} et garder P_d relativement grand, il faut fixer un seuil supérieur à la moyenne du bruit. Cependant un seuil trop élevé même s'il réduit P_{fa} peut aussi réduire P_d et augmenter P_m .

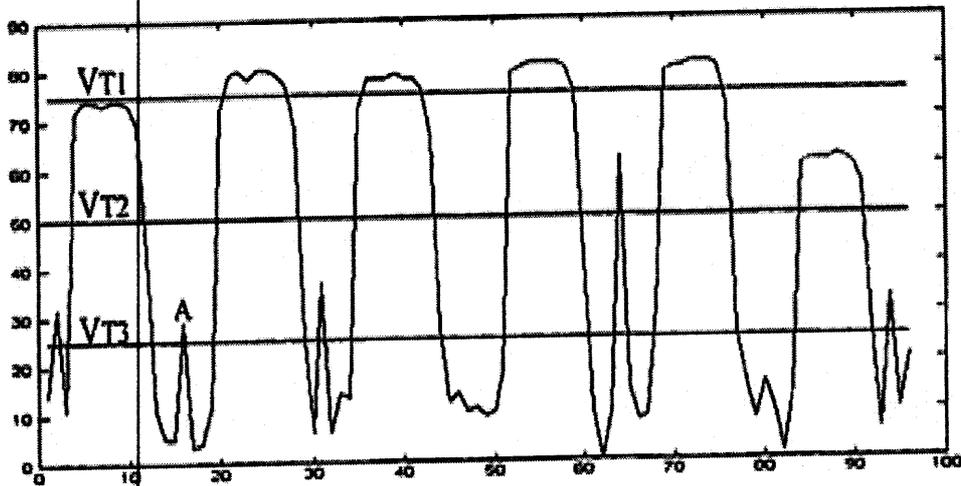


Figure. III. 3: Influence du seuil de détection.

III.4.2 Détection à seuil adaptatif (CFAR)

La probabilité de fausse alarme est très sensible aux changements de la variation de la puissance du bruit, c'est pour cette raison que l'utilisation d'un seuil fixe à la détection classique n'est pas applicable.

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

Actuellement on utilise des récepteurs (CFAR) «Constant False Alarm Rate», ce qui signifie une détection à taux de fausse alarme constante: «Taux à Fausse Alarme Constante» (TFAC) [17].

III.5 Détecteurs CFAR

La technique CFAR repose sur un modèle qui se place dans la partie traitement du signal du récepteur radar après réception et démodulation des échos radar, ceux-ci parcourent une série de cellules qui sont de nombres impairs. La « cellule sous test » comporte le signal à détecter. Deux fenêtres regroupant des cellules dites « de références » et servant à estimer la puissance du clutter, sont placées de part et d'autre de la cellule test. Celle à droite est désignée par la lettre B, et celle de gauche par la lettre A. 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 [4]. Il existe plusieurs procédés de détection CFAR et qui sont tous basés sur le principe du schéma suivant :

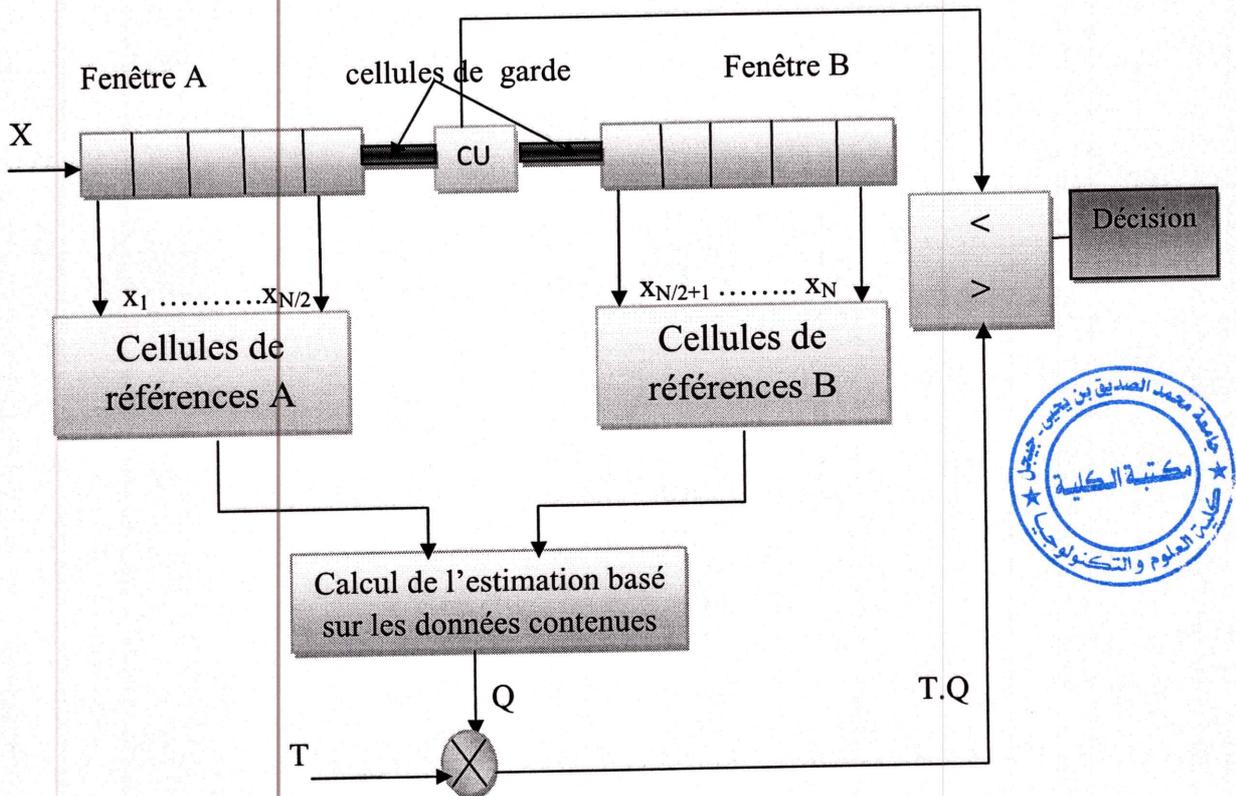


Figure. III. 4: Schéma bloc du détecteur CFAR.

Les procédés CFAR diffèrent dans la méthode retenue pour effectuer l'estimation de la puissance du clutter selon le type d'environnement.

Le premier détecteur CFAR mis en œuvre, est le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging CFAR), il est employé dans le cas où l'environnement est homogène. Dans le cas d'un clutter non-homogène, c'est-à-dire que, certaines cellules contiennent du clutter, la probabilité de détection du détecteur CA-CFAR se dégrade considérablement. Des détecteurs CFAR modifiés, ont été proposés pour s'adapter à cette situation. Le premier type de ces détecteurs est le détecteur GO-CFAR qui a des capacités de régulariser la probabilité de fausse alarme et améliorer les performances.

Dans le cas où des signaux interférents sont présents, les performances du détecteur CA-CFAR sont sérieusement affectées. Pour cela, le détecteur OS-CFAR [21], basé sur le seuillage à statistique ordonnée a été proposé. Le détecteur SO-CFAR est employé dans le cas d'interférence de cibles. Ce détecteur est moins sensible à la perte de détection, mais le nombre de cellules de référence doit être élevé.

III.5.1 Détecteur CA-CFAR

Le signal provenant de la cellule test (CUT) est comparé à un seuil adaptatif. Ce seuil, est la multiplication du facteur de seuil T_{CA} et l'estimation Q_{CA} . Cette dernière est obtenue à partir de la somme arithmétique des cellules de la fenêtre de référence. Figure(III.4)

Avec

$$Q_{CA} = (A+B) \quad (III.3)$$

D'où

$$A = \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} x_i \quad (III.4)$$

Et

$$B = \sum_{i=\frac{N}{2}+1}^N x_i \quad (III.5)$$

Si l'écho de la cellule test dépasse ce seuil, une acquisition est réalisée.

Il a été montré que, dans un environnement homogène, les performances de ce détecteur sont optimales dans le sens où, la probabilité de détection s'approche de celle du détecteur optimal (Neyman-Pearson), quand le nombre de cellules de référence est très grand. Par contre, dans un environnement non homogène, où il y a présence du clutter, le seuil adaptatif est sérieusement affecté, ce qui entraîne une dégradation sérieuse des performances des probabilités de détection et de fausse alarme. Cette dégradation est due, aux deux phénomènes suivants, quand la cellule sous test est dans la région du bruit thermique, alors

que quelques cellules de référence sont dans la région du clutter, il en résulte une grande augmentation de seuil, et par conséquent, la probabilité de détection et de fausse alarme diminue. Ce phénomène est appelé « effet de masque » (Figure (III.5.a)). Quand la cellule sous test est dans la région du clutter, alors que quelques cellules de référence sont dans la région du bruit thermique, le seuil de détection diminue relativement, donc la probabilité de fausse alarme augmente. Ce phénomène est appelé « effet de capture » (Figure(III.5.b))[4].

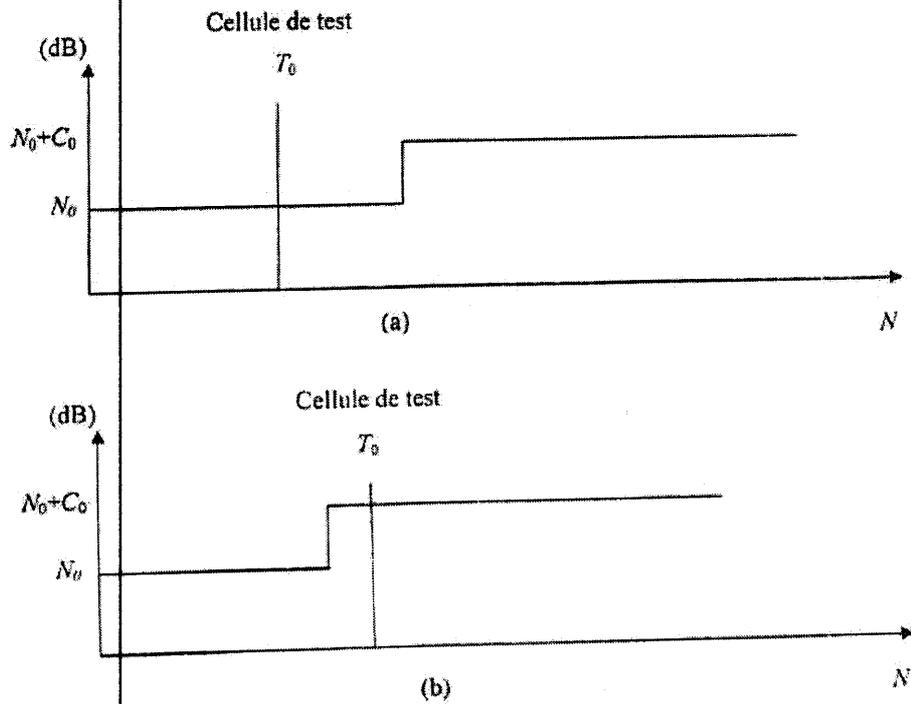


Figure. III. 5(a, b):Modèles d'environnement.

III.5.2 Détecteur GO-CFAR

Dans ce détecteur l'estimation du niveau du bruit Q_{GO} consiste à prendre le maximum de A et B. Figure(III.4) [22].

$$Q_{GO} = \max(A, B) \quad (III.6)$$

Donc le seuil adaptatif de ce détecteur est égal à $T_{GO} \cdot Q_{GO}$

III.5.3 Détecteur SO-CFAR

Dans ce détecteur l'estimation du niveau du bruit Q_{SO} consiste à prendre le minimum de A et B. Figure(III.4) [22].

$$Q_{SO} = \min(A, B) \quad (III.7)$$

Donc le seuil adaptatif de ce détecteur est égal à $T_{SO} \cdot Q_{SO}$

III.5.4 Détecteur OS-CFAR (Order Statistics-CFAR)

Le détecteur OS-CFAR (Order Statistics-CFAR) est créé pour éviter le problème du détecteur CA-CFAR dans les environnements non-homogènes et contourner les limitations des détecteurs GO-CFAR, et SO-CFAR dans quelques circonstances, il est proposé par Rohling, qui a introduit une technique d'estimation du niveau du clutter basée sur le classement des statistiques pour maintenir un taux de fausse alarme constant. Le rôle majeur de ce détecteur est de surmonter le problème de l'effet de capture en éliminant les cellules qui contiennent des cibles interférentes. Le principe est d'ordonner les échantillons de la fenêtre de référence de la façon suivante :

$$x_1 < x_2 < \dots < x_k < \dots < x_N \quad (\text{III.8})$$

La $K^{\text{ième}}$ cellule classée représente l'échantillon x_k , qui est choisi souvent comme test statistique :

$$Q_{OS} = x_k \quad (\text{III.9})$$

Pour maintenir la P_{FA} désirée, le test statistique doit être multiplié par un facteur multiplicatif T pour installer un seuil de détection adaptatif donné par :

$$Th = T \cdot Q_{OS} \quad (\text{III.10})$$

Une décision sera prise, à chaque fois, en comparant le contenu de la cellule sous test au seuil adaptatif résultant. Notez que pour des applications typiques, la valeur optimale de la « $K^{\text{ième}}$ » cellule suggérée est $K^{\text{ième}} = 3N/4$, dont une bonne évolution du bruit peut être élaborée.

III.5.5 Détecteur intelligent VI-CFAR (VARIABILITY INDEX-CFAR)

Le détecteur VI-CFAR introduit par Smith et Al, est l'une des architectures intelligentes robustes à base d'un processeur composé. Le VI-CFAR est tout simplement une combinaison des approches classiques CA, GO, et SO-CFAR, dont il tire profit de leurs excellentes performances dans les différents types d'environnements.

D'ailleurs, ce processus intelligent basé sur l'indice de variabilité établit une estimation de la puissance de l'environnement dans la cellule sous test (CUT) par le calcul de la moyenne arithmétique d'un groupe de cellules de référence autour de la CUT comme le montre la figure (III.6). De plus, le VI-CFAR trie dynamiquement le groupe particulier de cellules de référence à utiliser, lors d'une opération de détection, selon les choix suivants : la

première demi-fenêtre A, de cellules de référence, ou bien les deux ensembles (c'est-à-dire toutes les cellules de référence).

De cette manière, le VI-CFAR engendre une perte CFAR très restreinte en environnements homogènes, et ainsi il fonctionne robustement en environnements non-homogènes en présence des cibles interférentes ou en présence des bords du clutter, où il présente souvent une petite perte CFAR relativement, ce qui prouve évidemment sa supériorité en matière de détection.

Pratiquement, les processus CA-CFAR sont les plus répandus et souvent très employés dans les systèmes pratiques dus à leur simplicité en implémentation. Cependant, le détecteur VI-CFAR représente quant à lui une architecture autant importante, plus robuste et simple à mettre en œuvre. De plus, ce processus intelligent prend évidemment le dessus sur le CA-CFAR, puisqu'il tire profit des excellentes performances de ce dernier en environnements homogènes, tout en surmontant ses limitations en environnements non-homogènes.

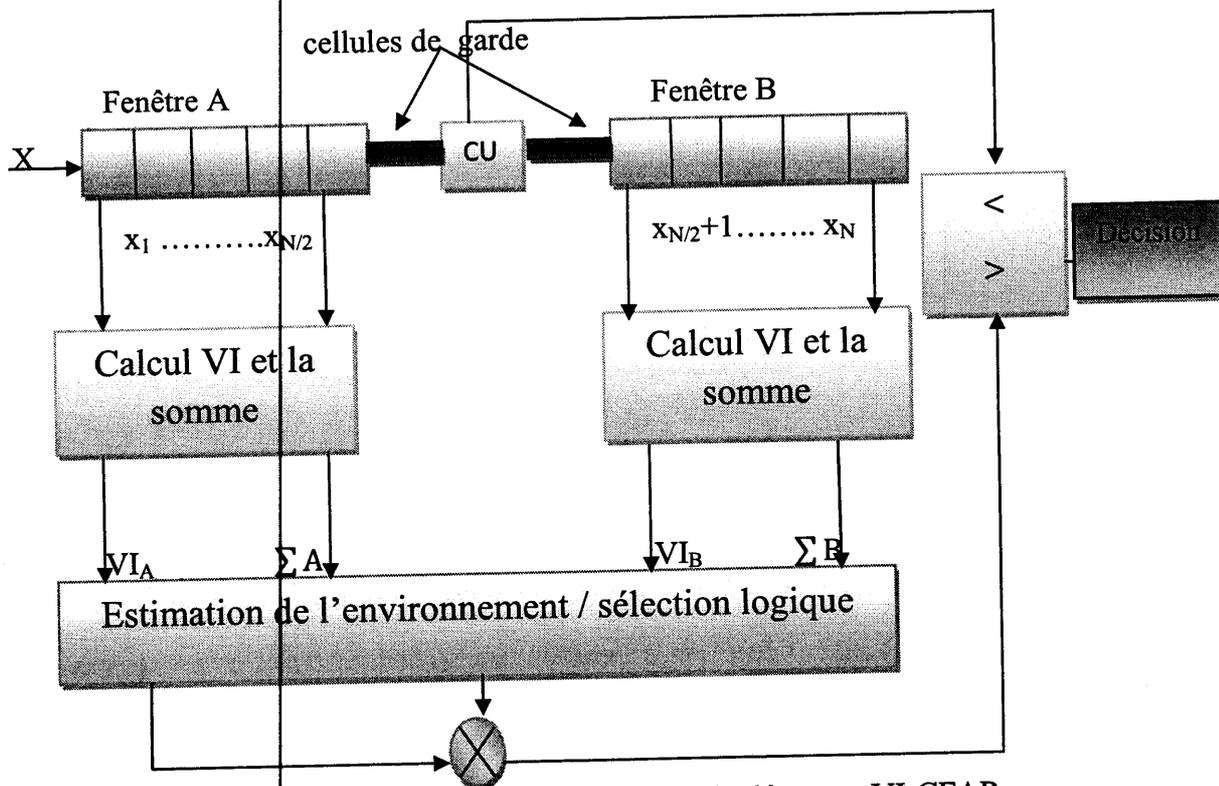


Figure. III. 6: Schéma fonctionnel du détecteur VI-CFAR.

III.5.5.1 Définition des paramètres VI et VI*

Le paramètre VI est une statistique du second d'ordre qui est étroitement lié à l'estimation du paramètre de forme. Sa valeur est fonction de la moyenne et de la variance estimée. Le VI est alors calculé pour chaque fenêtre, en utilisant la formule suivante [23] :

$$VI = 1 + \frac{\hat{\sigma}^2}{\hat{\mu}^2} = 1 + \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^N \frac{(Q_i - \bar{Q})^2}{(\bar{Q})^2} \quad (\text{III.11})$$

Pour des raisons d'implémentation, il est possible de faire une réduction dans le calcul associé à la génération de la statistique VI en utilisant une définition alternative. Dans ce cas, la statistique simplifiée dans l'équation (III.11) est obtenue en utilisant l'estimateur biaisé du maximum de Vraisemblance.

Le VI* est calculé pour chaque fenêtre, en utilisant la formule suivante [23] :

$$VI^* = 1 + \frac{\hat{\sigma}^2}{\hat{\mu}^2} = 1 + \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \frac{(Q_i - \bar{Q})^2}{(\bar{Q})^2} = n \cdot \frac{\sum_{i=1}^N (Q_i)^2}{(\sum_{i=1}^N Q_i)^2} \quad (\text{III.12})$$

Le VI est comparé à un seuil pour décider si les cellules (où le paramètre VI est calculé) sont dans l'environnement homogène (non variable) ou dans un environnement non homogène (variable) utilisant le test d'hypothèse suivant [23]:

$$VI \leq K_{VI} \implies \text{non variable} \quad (\text{III.13})$$

$$VI > K_{VI} \implies \text{variable} \quad (\text{III.14})$$

III.5.5.2 Définition du paramètre MR

Le paramètre MR est défini comme étant le rapport des moyennes des fenêtres A et B qui est donné par la relation suivante [24] :

$$MR = \frac{\bar{Q}_A}{\bar{Q}_B} = \frac{\sum_{i \in A} Q_i}{\sum_{i \in B} Q_i} \quad (\text{III.15})$$

Où \bar{Q}_A et \bar{Q}_B sont les moyennes des cellules dans les fenêtres A et B respectivement. Le MR est comparé avec un seuil et son inverse pour décider si les moyennes des cellules dans

les fenêtres de référence sont les mêmes ou différentes, utilisant les tests d'hypothèse suivants [23]:

$$K_{MR}^{-1} \leq MR \leq K_{MR} \implies \text{même moyennes} \quad (\text{III.16})$$

$$MR \leq K_{MR}^{-1} \text{ ou } MR > K_{MR} \implies \text{moyennes différentes} \quad (\text{III.17})$$

III.5.5.3 La sélection des paramètres du VI-CFAR

La performance du processeur VI-CFAR est basée essentiellement sur les valeurs des paramètres utilisés N , C_N , $C_{N/2}$, K_{VI} , K_{MR} . Ces paramètres doivent être constants et indépendants pour les trois environnements (homogène, multi-cibles, ainsi que le bord du clutter). Dans un environnement homogène, le but du VI-CFAR est de se rapprocher des performances du détecteur CA-CFAR. Ceci implique que les seuils K_{VI} et K_{MR} sont choisis de manière à assurer une probabilité d'erreur minimale. Dans ce cas, il existe deux types d'erreurs [23].

Pour le test d'hypothèse sur le paramètre VI, α_0 est la probabilité d'erreur pour qu'un environnement homogène soit classé comme variable. α_0 est donné par la relation suivante :

$$\alpha_0 = \Pr [VI > K_{VI} / \text{Environnement homogène}] \quad (\text{III.18})$$

D'une manière similaire l'erreur β_0 est associée au test d'hypothèse sur MR de telle façon que les moyennes dans les fenêtres A et B sont considérées différentes dans un environnement homogène.

β_0 est donnée par la relation suivante :

$$\beta_0 = 1 - \Pr [1/K_{MR} \leq MR \leq K_{MR} / \text{Environnement homogène}] \quad (\text{III.19})$$

Dans un environnement homogène, le facteur de seuil C_N est évalué en se basant sur le détecteur CA-CFAR. Cette constante est calculée à partir des N cellules de référence et la P_{fa} est donnée par la relation suivante [23] :

$$C_N = (P_{fa \text{ nominal}}^{CA})^{\frac{-1}{N}} - 1 \quad (\text{III.20})$$

L'opération désirée du processeur VI-CFAR dans un environnement non homogène est réalisée pour obtenir la constante $C_{N/2}$. Dans le cas d'un milieu contenant des cibles

interférentes dans chacune des fenêtres A et B ainsi que le cas du bord du clutter à la cellule test. Le VI-CFAR choisit idéalement une demi-fenêtre qui peut être utilisée pour effectuer l'estimation de la puissance du bruit/clutter (choisit la fenêtre qui ne contient pas les cibles interférentes ou la fenêtre qui correspond à la plus grande puissance du clutter). Dans ces cas, le calcul de la constante $C_{N/2}$ est basé sur la P_{fa} et $N/2$ comme le montre la formule suivante [23]:

$$C_{N/2} = (P_{fa}^{CA})^{\frac{-1}{N/2}} - 1 \quad (\text{III.21})$$

Tableau. III. 2: Fonctionnement du détecteur VI-CFAR.

Fenêtre A variable ?	Fenêtre B variable ?	Moyennes différentes ?	Le seuil adaptatif du VI-CFAR	Méthodes équivalentes du CFAR
Non	Non	Non	$C_N \sum_{AB}$	CA-CFAR
Non	Non	Oui	$C_{N/2} \cdot \text{Max} (\sum_A, \sum_B)$	GO-CFAR
Oui	Non	Non	$C_{N/2} \cdot \sum_B$	CA-CFAR
Non	Oui	Oui	$C_{N/2} \cdot \sum_A$	CA-CFAR
Oui	Oui	Oui	$C_{N/2} \cdot \text{Min} (\sum_A, \sum_B)$	SO-CFAR

III.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons étudié quelques techniques de détection utilisées dans les systèmes radars. Généralement la connaissance de l'environnement est un paramètre essentiel pour faire la détection. Nous avons commencé par la détection à seuil fixe mais cette méthode risque de poser beaucoup de problèmes, si le seuil est trop élevé on risque d'avoir des cibles non détectées, par contre si le seuil est trop bas et le niveau du bruit le dépasse on va avoir des fausses alarmes. A cause de ces problèmes on est passé à la méthode de détection à seuil adaptatif, qui utilise un seuil qui s'adapte avec le niveau du bruit, par conséquent les fausses alarmes et les cibles non détectées diminuent.

Plusieurs détecteurs CFAR ont été proposés, l'idée principale reste la même mais la différence est dans la méthode utilisée pour estimer le niveau du clutter. 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. Le détecteur OS-CFAR est proposé pour contourner l'effet de capture. Dans des cas plus complexes, en présence de cibles multiples, ces détecteurs font cependant preuve de limitation, d'autres méthodes doivent ainsi être envisagées.

Dans le chapitre qui suit nous allons examiner les performances de ces détecteurs dans un environnement homogène et non homogène, puis nous allons mettre la loupe sur les performances du détecteur VI-CFAR en présence d'un clutter de mer en considérant les deux environnements (homogène et non homogène).

IV. Chapitre IV

Analyse des détecteurs CFAR

Sommaire :

IV.1. Introduction

IV.2. Analyse des détecteurs CFAR

IV.3. Détection de cibles dans un clutter de mer

IV.4. Conclusion

IV.1 Introduction

Dans le but de connaître le fonctionnement typique des détecteurs CFAR, nous allons analyser en premier lieu les performances des architectures CA, GO, SO, OS et VI-CFAR dans divers environnements.

En deuxième lieu nous allons mettre la loupe sur le détecteur VI-CFAR dans un milieu marin (clutter de mer). Nous considérons l'environnement homogène et l'environnement non homogène en présence de cibles interférentes, où les échantillons sont distribués selon la distribution K.

IV.2 Analyse des détecteurs CFAR

On va analyser les performances des détecteurs CA, GO, SO, OS, et VI-CFAR, pour lesquels on a déjà établi une brève étude théorique dans le chapitre précédent afin de donner au lecteur une idée sur leurs principes de fonctionnements. Les résultats de simulation seront présentés pour une cible lentement fluctuante caractérisée par le modèle statistique de « Swerling I ».

Dans le cadre de notre étude, la procédure de détection est effectuée dans un environnement homogène et non homogène en absence et en présence de cibles interférentes et la valeur désirée de la probabilité de fausse alarme est fixée à $P_{fa} = 10^{-4}$. D'un autre côté, à cause des difficultés mathématiques associées aux problèmes de la détection, l'analyse des performances des divers algorithmes CFAR sera effectuée en utilisant les simulations de Monte-Carlo.

IV.2.1.1 Résultats et discussions

Dans ce qui suit nous allons considérer l'influence de quelques paramètres sur la qualité de détection des détecteurs CFAR considérés.

En effet la figure (IV.1) illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement homogène. Nous avons varié le SNR de 0 à 30 dB, nous avons considéré un nombre de cellules de références $M=16$ cellules et le signal reçu est échantillonné en 10000 échantillons. Nous observons que la variation de la probabilité de détection augmente proportionnellement avec le rapport signal sur bruit (SNR).

La figure (IV.2) illustre les performances du détecteur CA-CFAR en présence de cibles interférentes, on remarque que la probabilité de détection se dégrade gravement comparée à celle obtenue pour un environnement homogène. Ceci est dû à l'effet de capture provoqué par la présence de cibles non désirées ce qui entraîne une augmentation au niveau du seuil de détection qui implique une diminution considérable de la probabilité de détection P_D .

D'après les résultats illustrés sur la figure (IV.3), on remarque que l'augmentation du nombre de cellules de références M conduit généralement à une amélioration des performances de détection. Par ailleurs, on constate que plus le nombre de cellules M est faible plus le détecteur deviennent très sensible.

De la même manière, nous allons considérer dans ce qui suit les détecteurs GO, SO, OS, et VI-CFAR. Pour cela nous allons considérer les mêmes paramètres utilisés dans le détecteur CA-CFAR, SNR de 0 à 30 dB, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$ cellules, et $N=10000$ échantillons.

Les figures de (IV.4), (IV.7), (IV.10), et (IV.13) représentent la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour les détecteurs GO, SO, OS, et VI-CFAR respectivement dans un environnement homogène.

Dans un environnement non homogène, en présence de cibles interférentes, les performances des détecteurs GO, SO, OS, et VI-CFAR sont également étudiées, et leurs résultats sont représentés dans les figures (IV.5), (IV.8), (IV.11), et (IV.14). on peut constater que le détecteur OS-CFAR offre de meilleures performances alors que celles des autres détecteurs se dégradent sérieusement.

L'augmentation du nombre de cellules de références M des détecteurs GO, SO, OS, et VI-CFAR produit une amélioration plus ou moins importante dans les performances de la détection pour le GO-CFAR et le SO-CFAR comme le montre les figures (IV.6) et (IV.9), cependant dans les figures (IV.12) et (IV.15) on trouve une légère différence dans les détecteurs OS-CFAR et VI-CFAR.

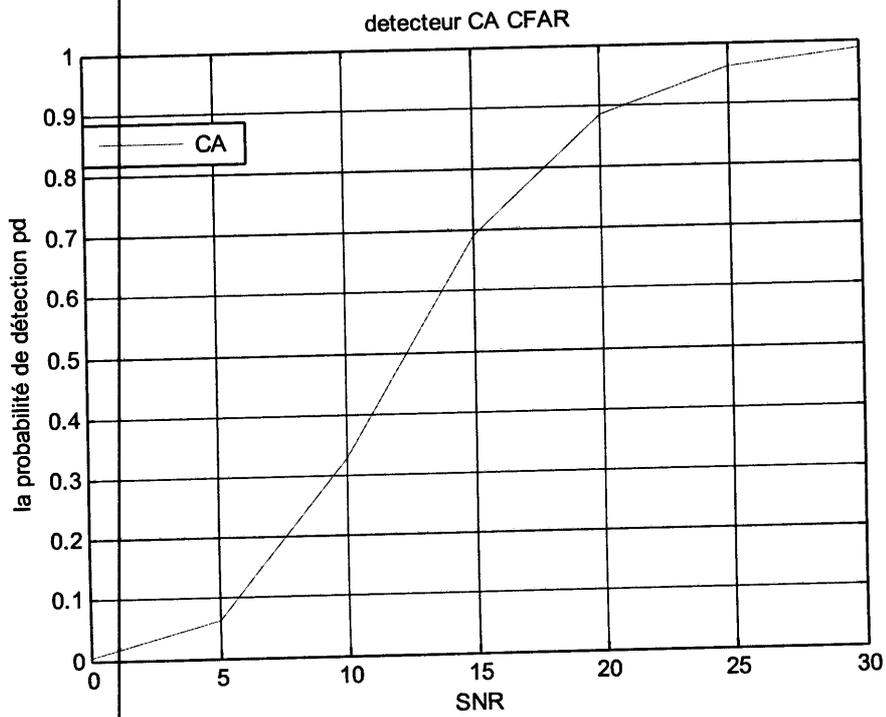


Figure. IV. 1: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

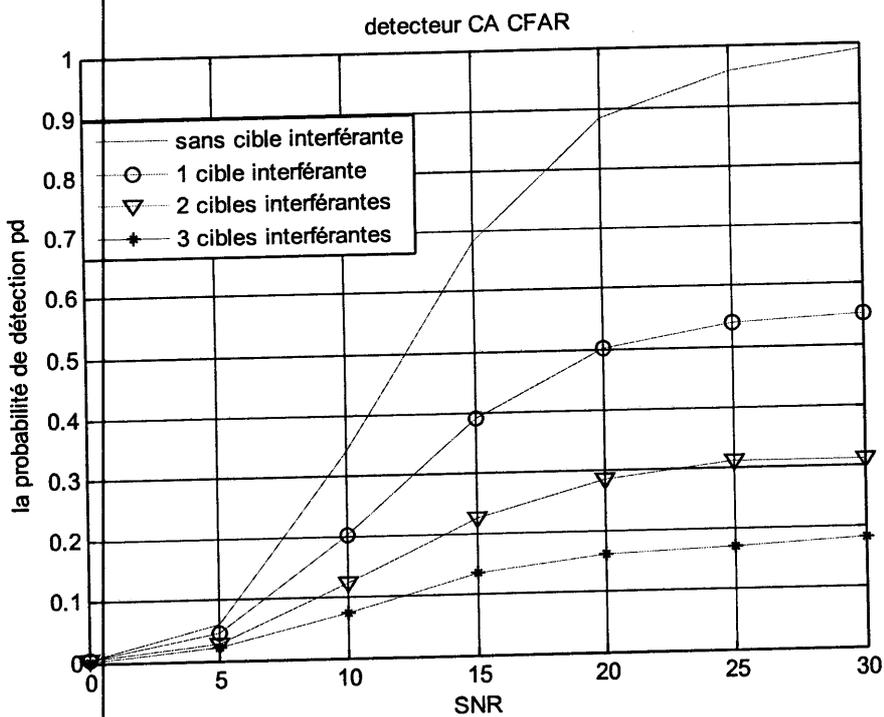


Figure. IV. 2: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

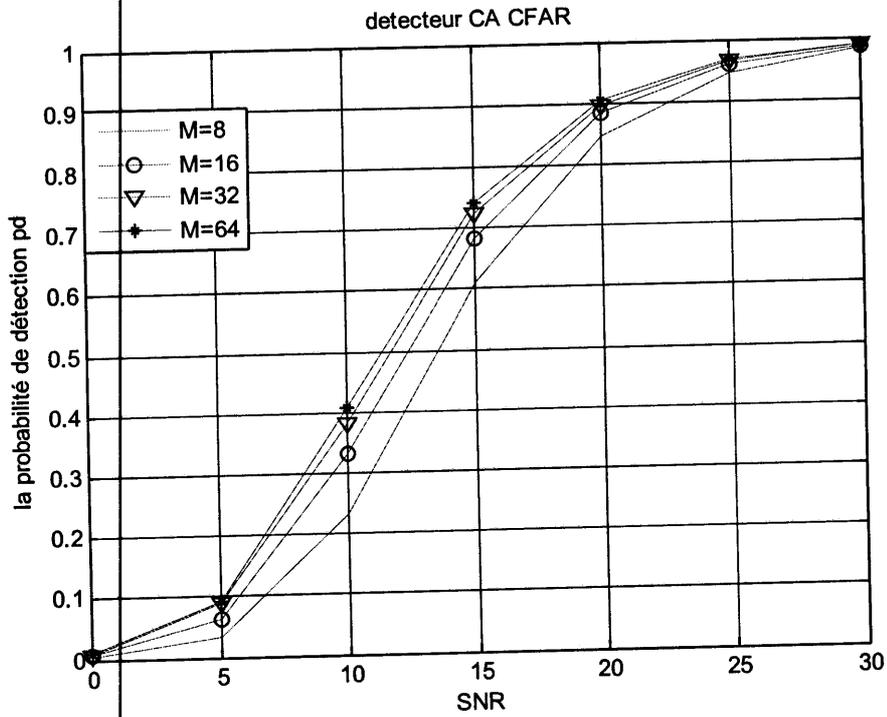


Figure. IV. 3: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur CA-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de M , $P_{fa}=10^{-4}$.

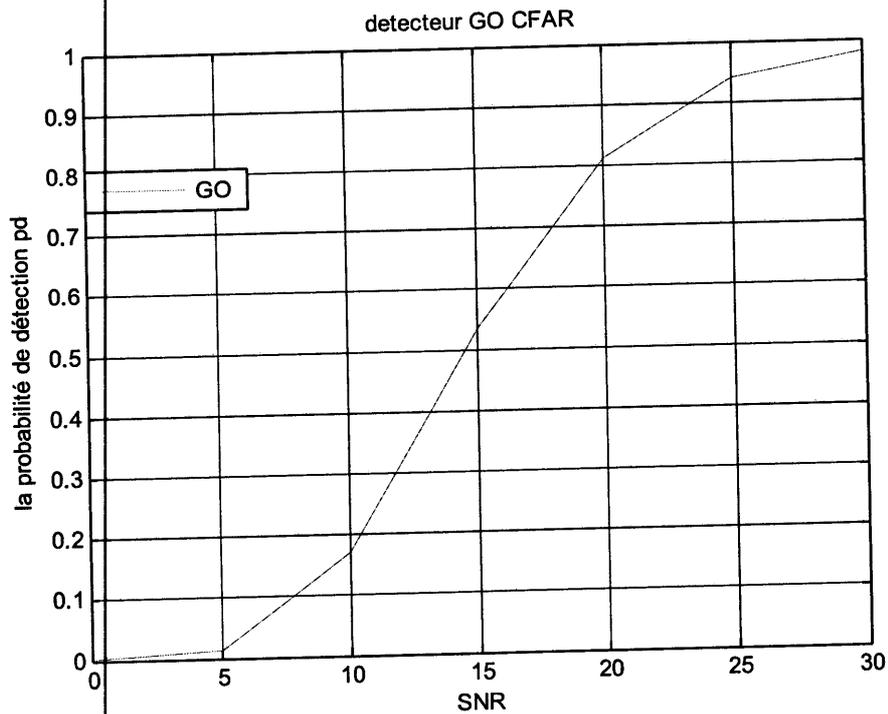


Figure. IV. 4: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

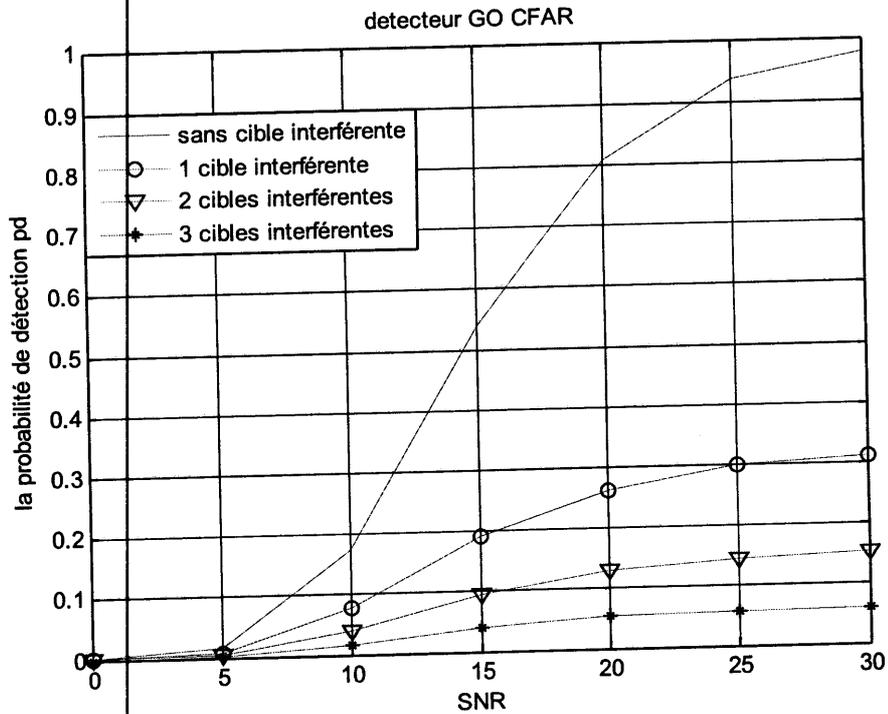


Figure. IV. 5: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

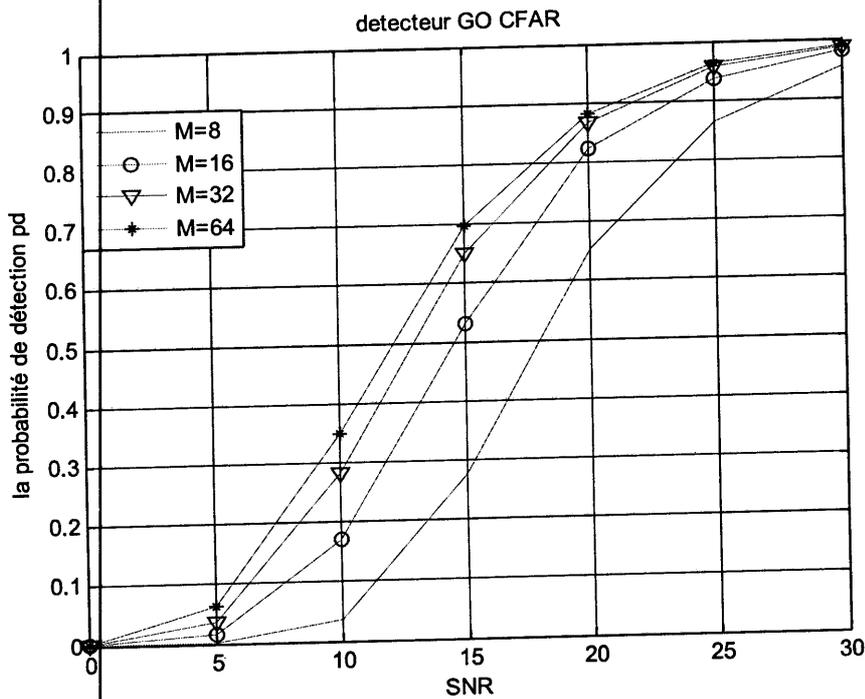


Figure. IV. 6: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur GO-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de M , $P_{fa}=10^{-4}$.

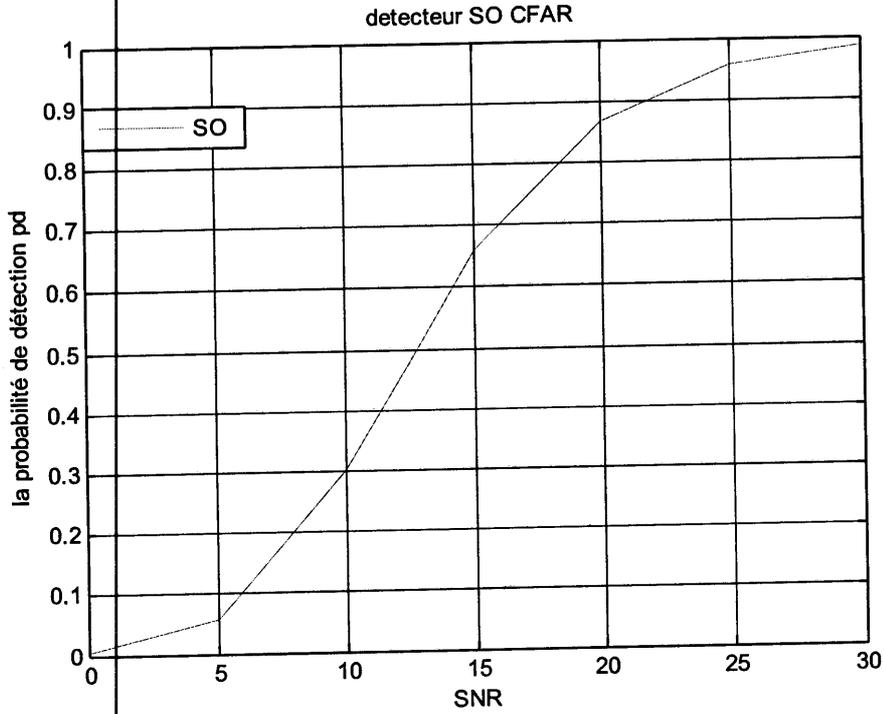


Figure. IV. 7: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

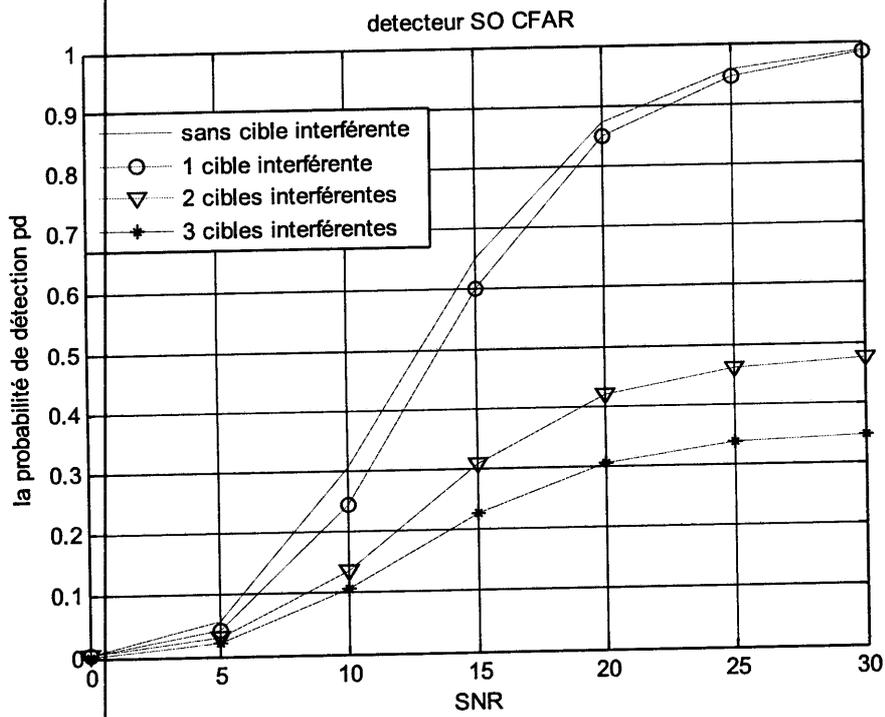


Figure. IV. 8: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

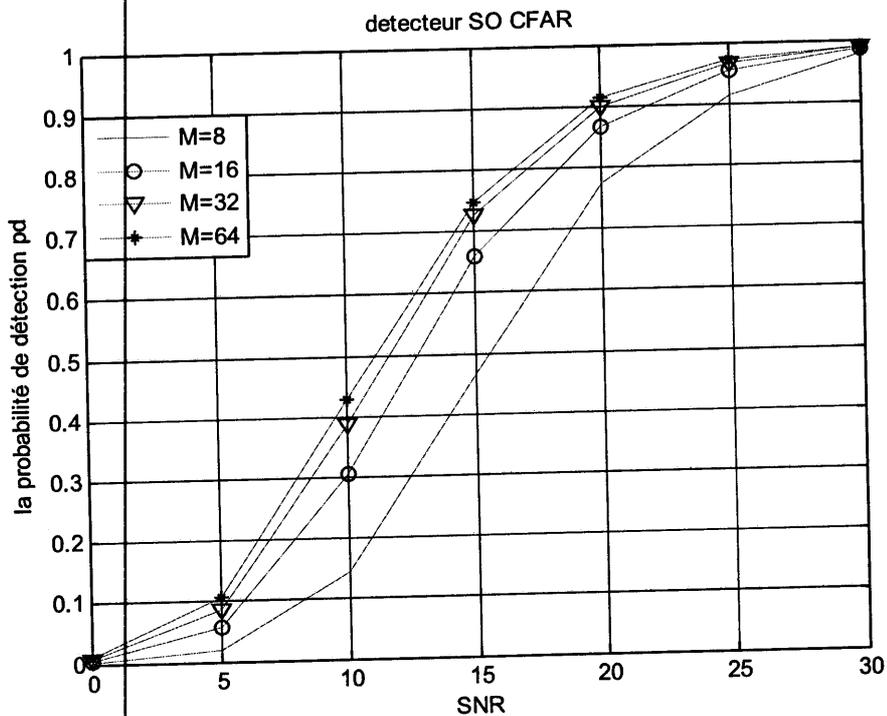


Figure. IV. 9: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur SO-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de M , $P_{fa} = 10^{-4}$.

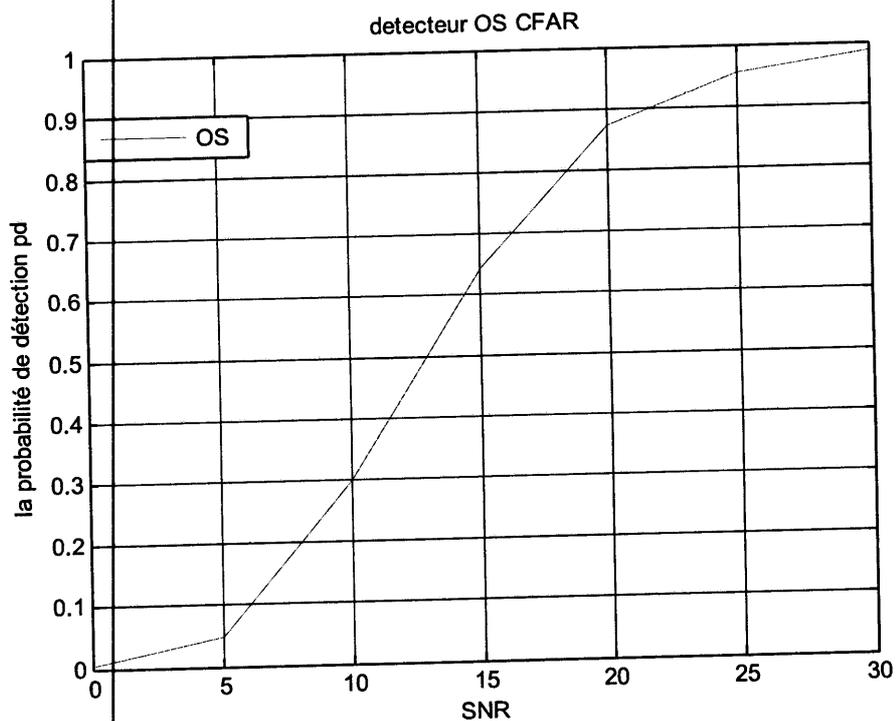


Figure. IV. 10: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa} = 10^{-4}$.

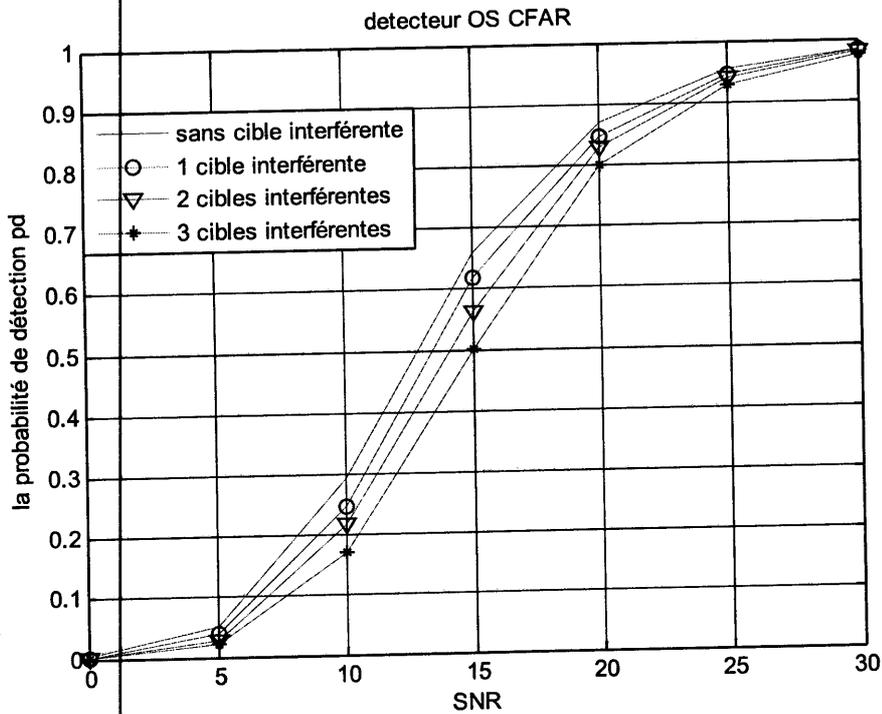


Figure. IV. 11: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$.

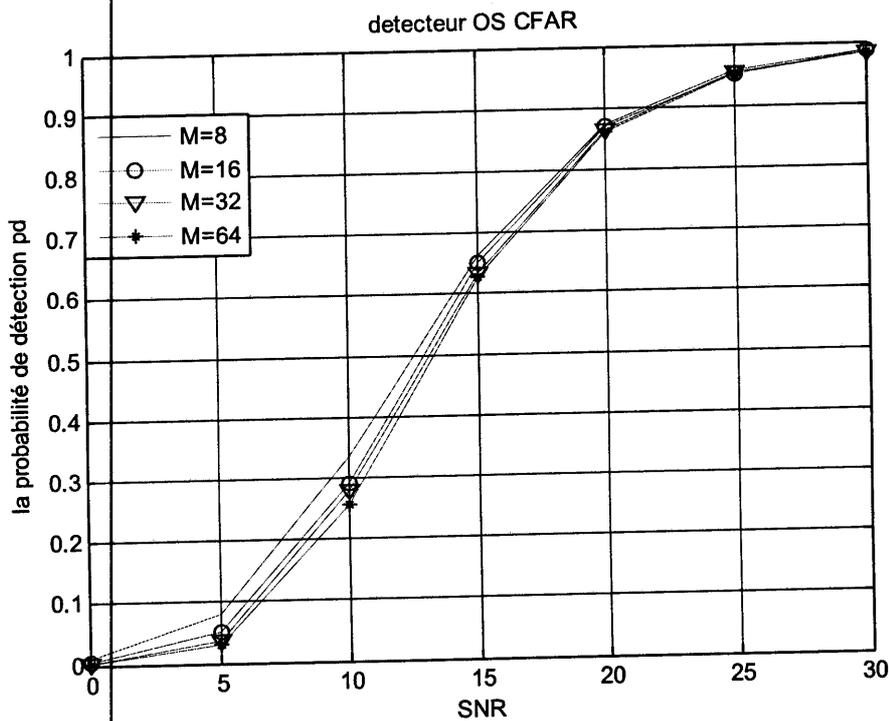


Figure. IV. 12: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur OS-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de M, $P_{fa}=10^{-4}$.

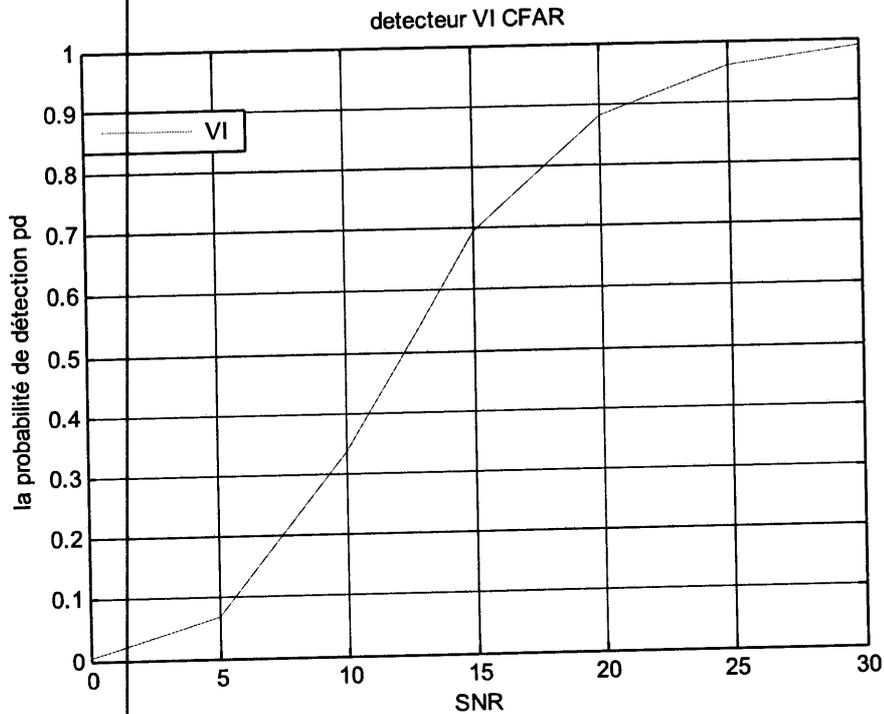


Figure. IV. 13: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

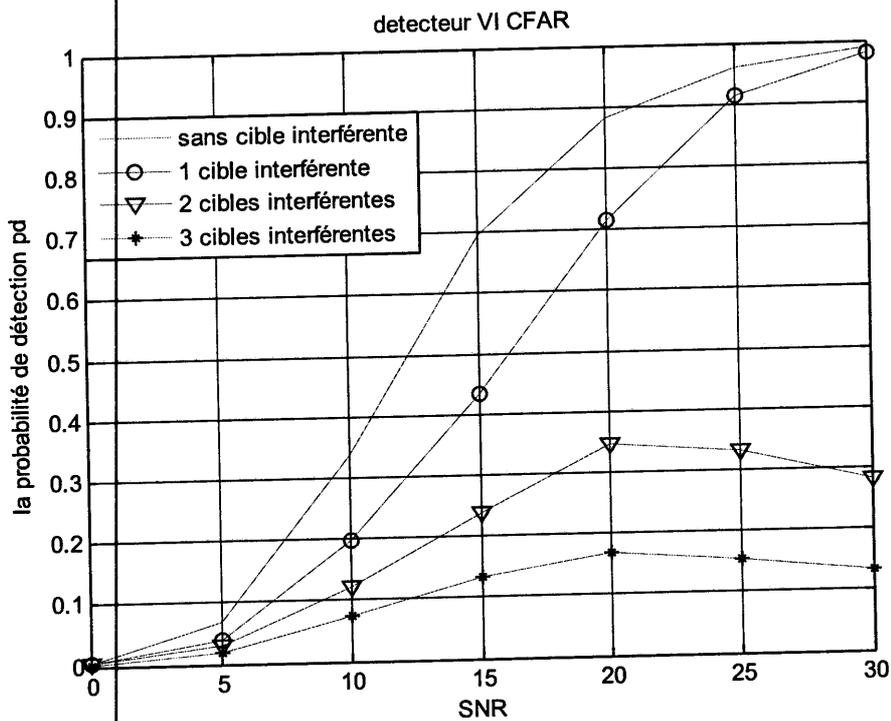


Figure. IV. 14: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement non homogène en présence de cibles interférentes. $M=16$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

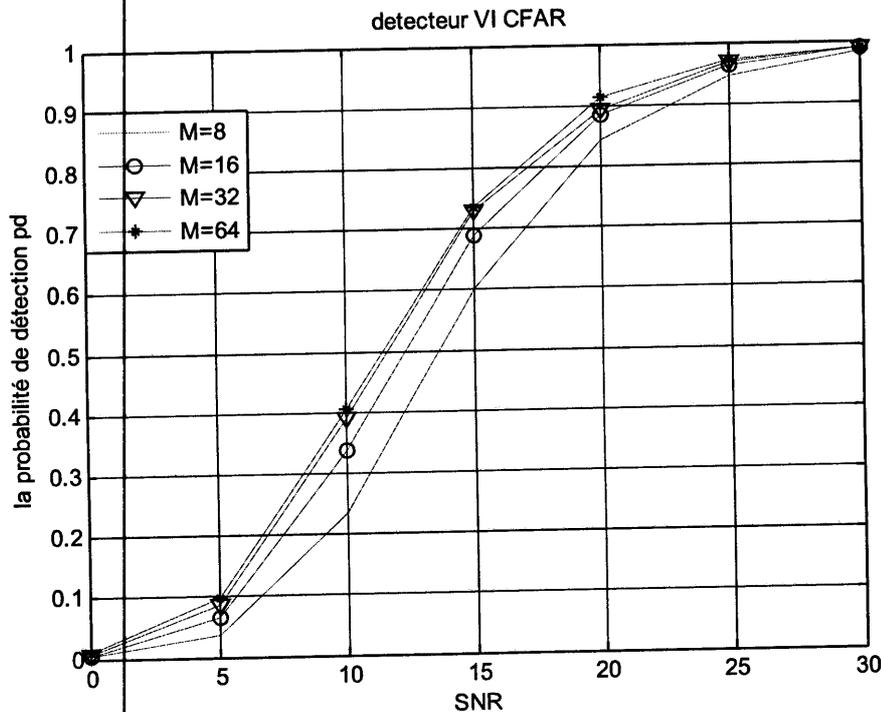


Figure. IV. 15: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de M , $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

IV.3 Détection de cibles dans un clutter de mer

La capacité du radar à détecter des cibles au-dessus de la mer peut être limitée par le clutter de mer aussi bien que par le bruit du récepteur. La portée du clutter de mer vue par le radar va dépendre non seulement de l'état de la mer et du vent mais aussi de la hauteur du radar. Le radar est utilisé pour détecter au moins trois différentes classes de cibles au-dessus de la mer qui sont les avions les bateaux et les petits objets tel que les bouées. Les radars de navigation doivent aussi voir les frontières terre-mer en plus de bouées.

La détection de telles cibles en présence du clutter de mer demande généralement une approche différente pour chacune, bien qu'il y ait une similitude entre elles. Bref, un radar conçu pour détecter les avions en présence du clutter de mer va employer un MTI (MovingTargetIndicator), un radar pour la détection de bouées et d'autres petits objets sur la mer va généralement être de haute résolution.

Dans ce qui suit, nous considérons un clutter de distribution K . Ce clutter a été modélisé en premier par Jacman et Pursey [24]. Ils ont considéré la fonction de densité de

probabilité (Probability Density Function (pdf)) conditionnelle de la variable aléatoire X comme étant Rayleigh et elle est donnée par l'équation :

$$p(x/y) = \frac{\pi x}{2y^2} \exp\left(-\frac{\pi x^2}{4y^2}\right) \quad (IV.1)$$

Avec y qui est une distribution de Chi-square donnée par :

$$p(y) = \frac{2b}{\Gamma(v)} (by)^{2v-1} \exp(-b^2 y^2) \quad (IV.2)$$

Où b est le paramètre d'échelle et v le paramètre de forme qui représente une mesure de l'agitation de la mer. Plus v est grand plus la mer est calme, plus v est petit plus la mer est houleuse. La probabilité totale de X est:

$$p(x) = \int_0^{\infty} p(y)p(x/y)dy \quad (IV.3)$$

En résolvant l'intégrale de l'équation (IV.3) nous obtenons:

$$p(x) = \frac{2c}{\Gamma(v)} \left(\frac{cx}{2}\right) K_{v-1}(cx) \quad (IV.4)$$

Où $c = \frac{2b}{4\pi}$ est le facteur d'échelle, et v est le même facteur de forme de l'équation précédente.

$\Gamma(\cdot)$ représente la fonction Gamma.

$K_v(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre v et de deuxième espèce [25].

La probabilité de détection est fonction de quatre paramètres : nombre de cellules de référence N, la P_{fa} , le rapport signal sur clutter (SCR) et le facteur de forme v [26] :

$$P_d = -\frac{1}{2\pi i} \int_c \omega^{-1} \varphi_{R/H_1}(\omega) d\omega \quad (IV.5)$$

Le rapport signal sur clutter SCR est donné par l'expression:

$$SCR = 10 \log \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_c^2} \right) \quad (IV.6)$$

Avec σ_s^2 la puissance du signal et σ_c^2 la puissance du clutter. Puisque les variables aléatoires à la sortie des cellules sont supposées de moyennes zéro, la puissance du clutter est:

$$\sigma_c^2 = E[Q_0^2] = \int_0^\infty q_0^2 f(q_0^2) dq_0 \quad (IV.7)$$

Alors la puissance conditionnelle à B_i est:

$$\sigma_{c/B_0}^2 = \int_0^\infty q_0^2 f_{Q_0^2/B_0}(q_0) dq_0 \quad (IV.8)$$

Le signal de la cible est distribué exponentiellement, alors que le clutter dans la cellule est distribué K. A partir de l'équation (IV.8) nous obtenons l'expression suivante:

$$\sigma_{c/B_0}^2 = \int_0^\infty \frac{q_0^2}{B_0} e^{-Q_0^2/B_0} dq_0 \quad (IV.9)$$

Cette intégrale est de la forme:

$$\int_0^\infty x e^{-ax} dx = \frac{n!}{\alpha^{n+1}} \quad (IV.10)$$

Donc en considérant $n=2$ et $\alpha = \frac{1}{B_0}$ on obtient:

$$\sigma_{c/B_0}^2 = \int_0^\infty \frac{q_0^2}{B_0} e^{-Q_0^2/B_0} dq_0 = 2B_0^2 \quad (IV.11)$$

La puissance du clutter devient :

$$\sigma_c^2 = 8v(v+1) \quad (IV.12)$$

La substitution de (IV.12) dans (IV.6) nous donne le SCR qui est :

$$SCR = 10 \log \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_c^2} \right) = 10 \log \left(\frac{S}{\sigma_c^2} \right) \quad (IV.13)$$

$$= 10 \log \left(\frac{S}{8v(v+1)} \right) \quad (IV.14)$$

De ce fait nous tirons l'expression de S :

$$S = 8v(v+1) 10^{SCR/10} \quad (IV.15)$$

IV.3.1 Résultats et discussions

Nous examinons les performances du détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène en utilisant une combinaison d'analyse basée sur la formulation du modèle de clutter de distribution K et la simulation de Monte Carlo.

Les résultats ont été obtenus pour un facteur de forme v ayant les valeurs 0.1, 0.5, 1 et 5, un nombre de cellules de référence $M=16$, et les paramètres $K_{VI}=8$, $K_{MR}=4$, tout ça en fixant la probabilité de fausse alarme (P_{fa}) à 10^{-4} .

Les figures (IV.16) et (IV.17) illustrent la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR) pour un rapport de clutter sur bruit $CNR=0$ dB et 100 dB respectivement avec le changement de la valeur de v . On observe que la probabilité de détection s'améliore proportionnellement avec l'augmentation de la valeur de v , et les meilleures performances sont obtenues pour $v = 5$. On remarque aussi que la détection obtenue pour $CNR=0$ dB est meilleure par rapport celle obtenue pour $CNR=100$ dB.

Les figures (IV.18) et (IV.19) représentent le changement de la probabilité de détection en absence et en présence de cibles interférentes pour $CNR=0$ et 100 dB respectivement. Lorsque le $CNR=0$ dB, en présence d'une seule interférence on observe une légère dégradation, en présence de plusieurs cibles interférentes on observe une grave dégradation. D'autre part, on remarque que si le $CNR=100$ dB, la dégradation de la qualité de détection est très importante quel que soit le nombre de cibles interférences.

Les figures (IV.20) et (IV.21) illustrent le changement de la probabilité de détection pour différent nombre de cellules de références pour $CNR=0$ et 100 dB respectivement. On remarque une légère amélioration de la probabilité de détection du détecteur VI-CFAR en augmentant le nombre de cellules pour $CNR=0$ dB. Par contre si $CNR=100$ dB on observe une grande amélioration au niveau de la détection. On remarque aussi que pour $CNR=0$ dB les performances sont meilleures que celles pour $CNR=100$ dB.

La figure (IV.22) représente le changement de la probabilité de détection du détecteur VI-CFAR en présence du clutter dans un environnement homogène pour différentes valeurs de CNR . On observe qu'il y a une sérieuse dégradation lorsque le CNR varie de 0 à 20 (dB). Si le CNR dépasse 20 (dB) on remarque une légère dégradation au niveau de la détection.

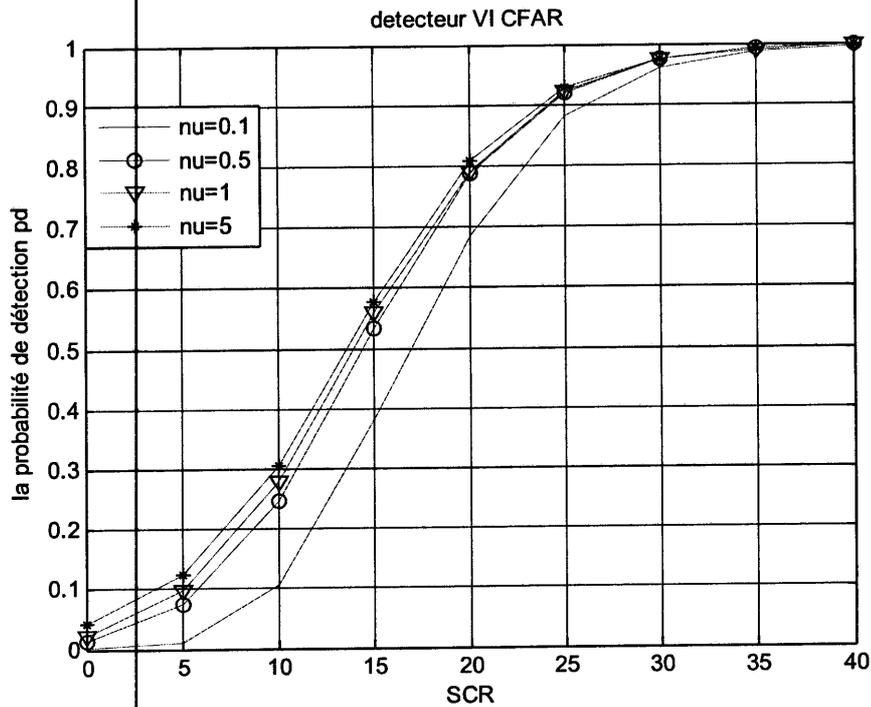


Figure. IV. 16: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de ν , $CNR=0$ dB, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

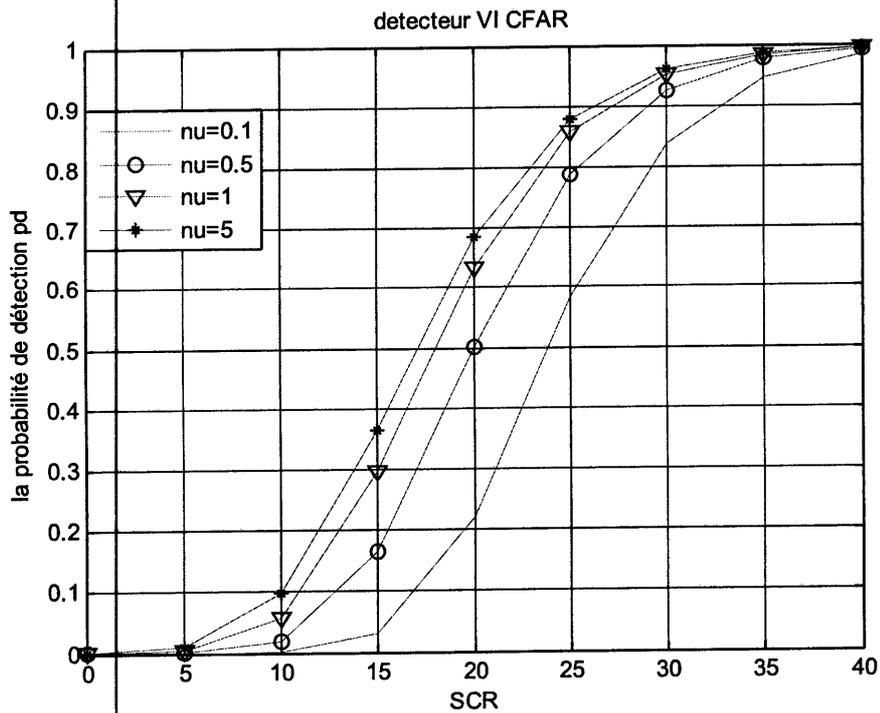


Figure. IV. 17: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR dans un environnement homogène pour différentes valeurs de ν , $CNR=100$ dB, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

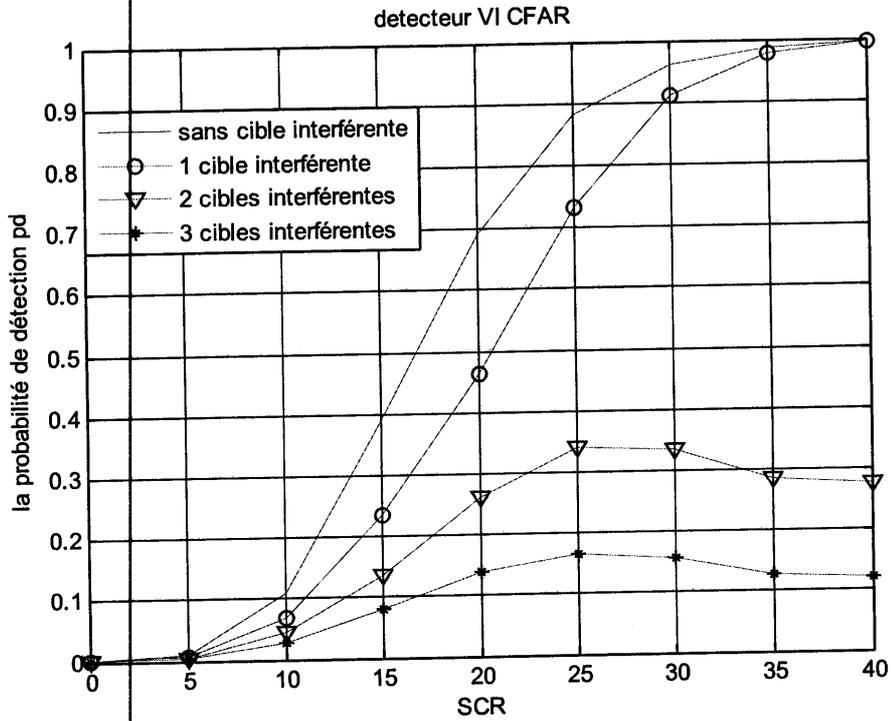


Figure. IV. 18 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter(SCR), pour le détecteur VI-CFAR en absence et en présence de cibles interférentes avec CNR=0dB, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

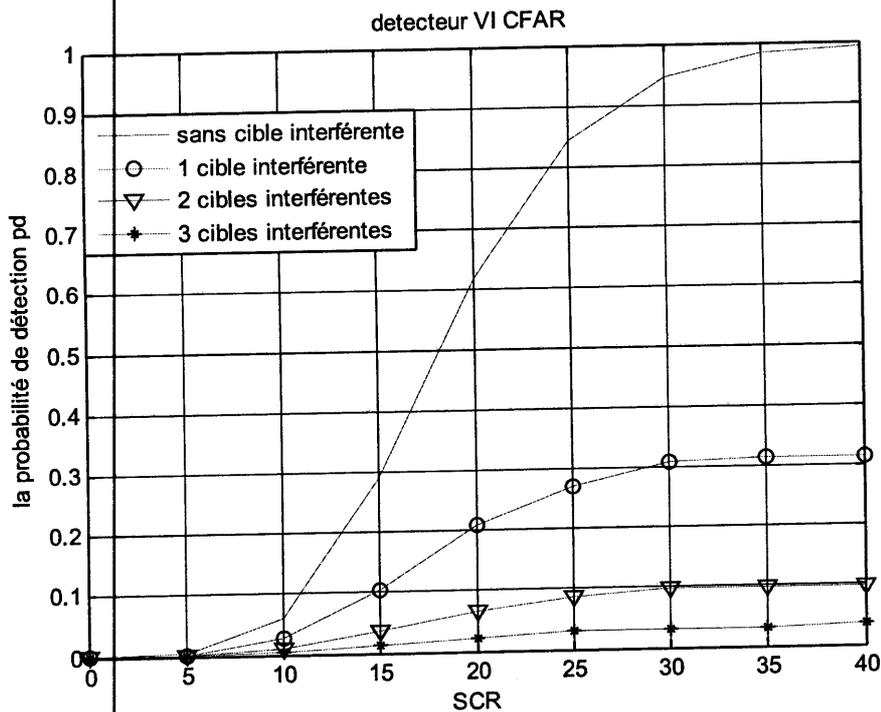


Figure. IV. 19: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter(SCR), pour le détecteur VI-CFAR en absence et en présence de cibles interférentes avec CNR=100dB, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

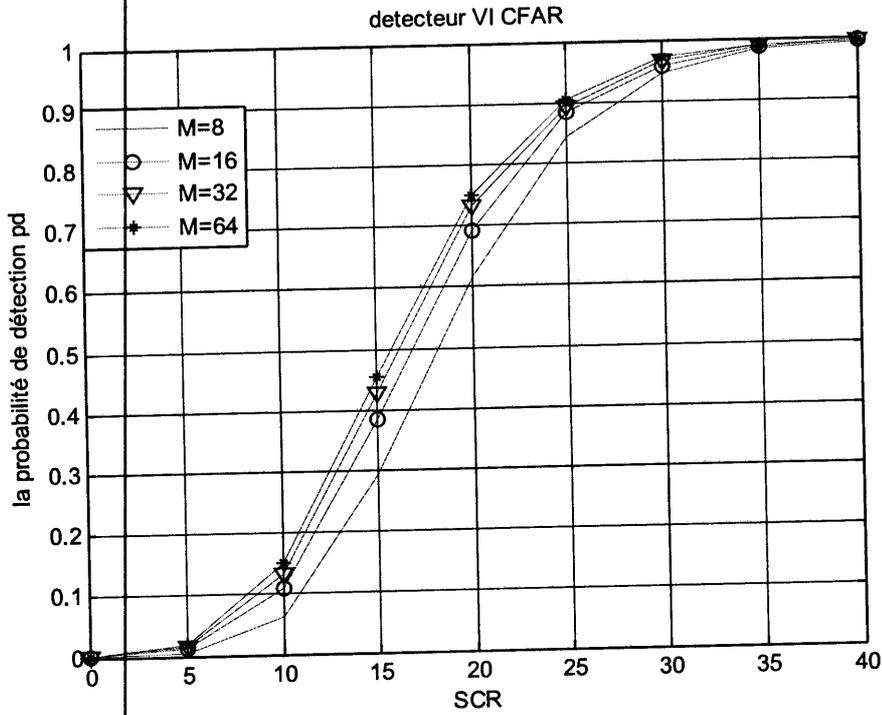


Figure. IV. 20 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de M avec $CNR=0dB$, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

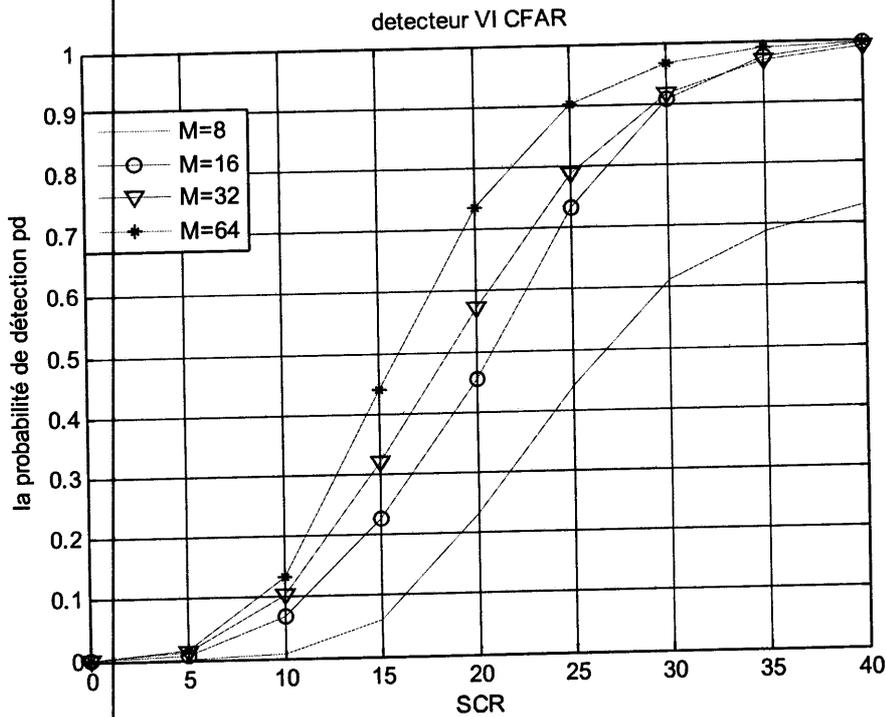


Figure. IV. 21: Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de M avec $CNR=100dB$, $\nu = 0.1$, $P_{fa}=10^{-4}$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

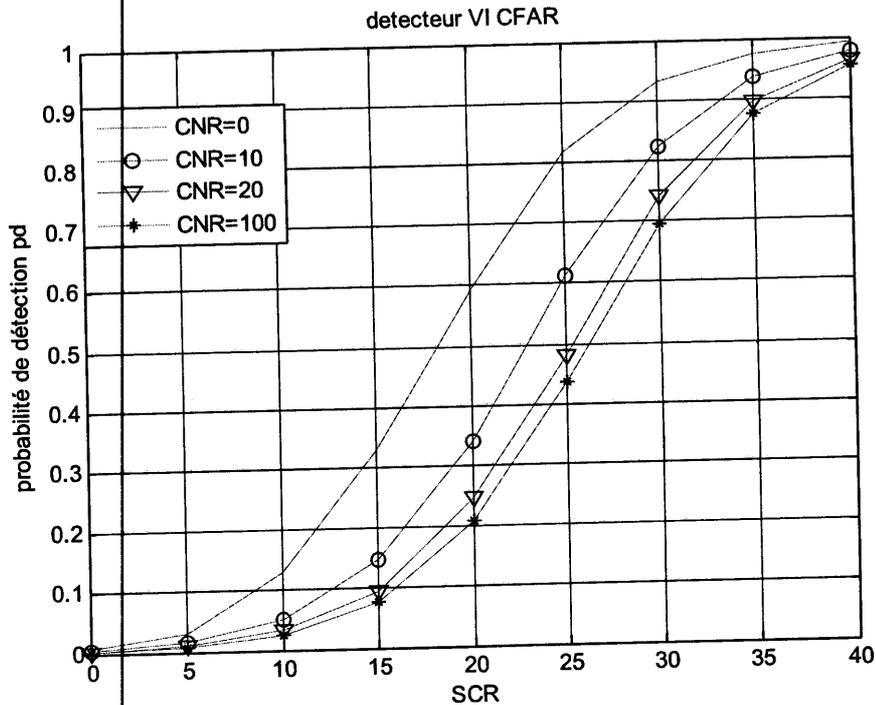


Figure. IV. 22 : Probabilité de détection en fonction du rapport signal sur clutter (SCR), pour le détecteur VI-CFAR pour différentes valeurs de CNR avec $\rho = 0.1$, $P_{fa} = 10^{-4}$, $M=16$, $K_{MR}=4$, $K_{VI}=8$.

IV.4 Conclusion

Nous avons présenté le détecteur VI-CFAR comme étant un détecteur intelligent qui choisit entre les différentes structures CFAR existante déjà. D'après l'analyse de ces détecteurs adaptatifs, CA, GO, SO, OS et VI-CFAR, et grâce aux résultats de simulations obtenus, nous avons déduit que la meilleure probabilité de détection dans un environnement homogène est celle du détecteur CA-CFAR, par contre les performances se dégradent sérieusement pour tous les détecteurs dans un environnement non homogène sauf celles du détecteur OS-CFAR qui présente une bonne probabilité de détection. En présence d'une seule cible interférente, la dégradation des performances des détecteurs SO et VI-CFAR est légère par rapport au détecteur CA-CFAR et GO-CFAR. Nous avons constaté aussi que si on augmente le nombre de cellules de références, les performances de la détection s'améliorent différemment d'un détecteur à un autre, et les meilleurs résultats obtenus sont ceux du GO et SO-CFAR.

Nous avons analysé ensuite les performances du détecteur VI-CFAR dans un clutter de mer K distribué et nous avons calculé la probabilité de détection pour différentes valeurs du paramètre de forme. Nous avons constaté que ce détecteur présente de bonnes performances dans un environnement homogène et non homogène du moment qu'il choisit une des demi-fenêtres pour donner l'estimation du niveau du bruit sur clutter. Le choix se porte sur la fenêtre qui ne contient pas de cibles interférentes en se basant sur les coefficients $C_{N/2}$, C_N , N , K_{VI} , K_{MR} . Nous avons constaté aussi que ces performances sont améliorées quand le facteur de forme est élevé, c'est-à-dire quand la mer est calme. Nous avons conclu aussi que la qualité de la détection devient plus importante lorsque le CNR est faible.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons considéré la détection adaptative à taux de fausse alarme constant dans les deux environnements homogène et non homogène en présence d'un clutter de mer K distribué.

En premier lieu, nous avons analysé les performances des détecteurs adaptatifs CA, GO, SO, OS et VI-CFAR dans divers environnements sans la présence du clutter.

D'après les résultats de simulations obtenus, nous avons constaté que le détecteur CA-CFAR offre les meilleures performances dans un environnement homogène comparé aux autres détecteurs. En revanche, en présence des interférences la qualité de détection se dégrade gravement pour tous les détecteurs sauf celle du détecteur OS-CFAR qui offre les meilleures performances. Nous avons trouvé aussi que l'amélioration de la qualité de la détection est proportionnelle à l'augmentation du nombre de cellules de références.

Pour mettre en évidence l'intérêt du VI-CFAR nous avons étudié et analysé ces performances en opérant dans un milieu marin. Selon le type de l'environnement, et en comparant entre les moyennes des deux fenêtres de référence du détecteur, celui-ci choisit la bonne méthode pour estimer le niveau du bruit pour obtenir la meilleure détection possible. Nous avons constaté que la probabilité de détection varie en fonction du SCR, CNR, M , P_{fa} , K_{VI} , K_{MR} et du paramètre de forme ν .

Les résultats obtenus montrent de bonnes performances de détection dans un clutter de mer pour un milieu homogène et non homogène en présence d'une seule cible interférente. Pour plusieurs cibles, la détection se dégrade légèrement mais reste meilleure que celle obtenue par le CA-CFAR. Nous avons montré aussi que la détection est meilleure quand le paramètre de forme devient plus grand, ce qui explique que la détection est bonne quand la mer est calme.

Enfin, d'après l'étude comparative effectuée, nous pouvons conclure que le détecteur VI-CFAR est une architecture intelligente car il tire profit d'excellentes performances des détecteurs CA, GO et SO-CFAR selon l'environnement dans lequel il opère.

Références bibliographiques

- [1] Barkat, M «Signal Detection and Estimation», Boston, Artech House, Second Edition, 2005.
- [2] Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision, Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, (Site Internet: Www.Radartutorial.Eu). Version 9 Juillet 2011.
- [3] Laroussi, T «Détection adaptative CFAR de cibles chi-square corrélées à plusieurs degrés de liberté en présence de fouillis Rayleigh corrèle», Thèse de Doctorat d'Etat, Université de Constantine, Décembre 2005.
- [4] Atrouz, B « Les systèmes radar », Ecole militaire polytechnique.
- [5] A.M.S «Radar Techniques Basics».
- [6] Guedaiem, S «Détection et suivi de cibles par radar automobile à onde continue modulée en fréquence (FMCW)», Thèse de Doctorat, de l'université Paul Sabatier- Toulouse III, Spécialité Traitement du Signal, 1997.
- [7] Goldstein, G. B «False Alarm Regulation in Log-Normal and Weibull Clutter», IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-9, (1), January 1973. pp. 84-92
- [8] Guida, M. et al «Biparametric Linear Estimation for CFAR against Weibull Clutter», IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-28, (1), January 1992. pp. 138-152
- [9] Guida, M. et al «Biparametric Linear Estimation for CFAR for Lognormal Clutter», IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-29, (3), July 1993. pp. 798-809
- [10] Sayama, S. et Sekine, M «Weibull distribution and K-distribution of sea clutter observed by X-band radar and analyzed by AIC», IEICE Transactions on Communivatio, Vol.E83, NO.9, September 2000. pp.1978-1982
- [11] Barton, D. K and Leonov, S. A «Radar Technology Encyclopedia (Electronic edition)», Artech House, INC. 1998.
- [12] Mahafza, B. R «Radar systems analysis and design using Matlab», PhD, Colsa Corporation. Huntsville, Alabama, Chapman & Hall/CRC 2000.

- [13] Ong, K. P. «Signal Processing for Airborne Bistatic Radar», PhD Thesis, The university of Edinburgh, June 2003.
- [14] Barkat, M. «Signal Detection and Estimation», Artech House, 1991.
- [15] Norouzi, Y., Gini, F., Nayebi M., Met Greco, M. «Non-coherent radar CFAR detection based on goodness-of-fit tests», IET Radar Sonar and Navigation, 1, (2), 2007. pp. 98-105
- [16] Emmanuelle JAY «Détection en environnement non-Gaussien», Thèse de Doctorat de l'Université de Cergy-Pontoise (spécialité traitement du signal), Juin 2002.
- [17] Carpentier, M. «Radars : Bases modernes », MASSON, 6^{ième} édition 1990.
- [18] Hadjarbi, A. Et Bellache Eliasse « Etude comparative des détecteurs CFAR et les systèmes distribués en présence de cibles interférentes », mémoire d'ingénieur, département d'électronique, université de M'silla, 2004.
- [19] P. Swerling « probability of detection for fluctuating targets » R.M-1217 Marche, 1954.
- [20] D. Shniman « radar detection probabilities and their calculation » IEEE transactions on Aerospace and electronics systems, 1995.
- [21] Guillemot, C. « Étude et intégration numérique d'un système multi-capteurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AM », Thèse doctorat de l'université de Toulouse II, 2005.
- [22] GANDHI, P. and Kassam, S. A. « Analysis of CFAR processors in non-homogeneous backgrounds », IEEE transactions on aerospace and electronic systems, Vol.24, No. 4, July 1988.
- [23] Smith, M. and Varshney, P.K. « Intelligent CFAR processor based on data variability », IEEE transactions on aerospace and electronic systems, 873-847, 2000.
- [24] Jakeman, E. and Pursey, P.N. « A model for non-Rayleigh sea echo », IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol 24 N° 6, 1976, 806-814.
- [25] Himonas, S.D. « On adaptive and distributed CFAR detection with data fusion », Ph.D thesis, department of electrical engineering, SUNY at Stony Brook, New York, December 1989.

[26] Ward, K.D, « Compound representation of high resolution sea clutter», electronic letters, *August* 1981.pp,561-563

ملخص

يعد الكشف الآلي للأهداف من أهم المشاكل في أنظمة الرادار و ذلك بوضع احتمال ثابت بحدوث إنذار خاطئ. اقترحت عدة طرق لتحليل و تحسين عمل الرادار,حيث أن الأجهزة التي تستعمل هذه الطرق تسمى الكواشف CFAR و هناك متغيرات كثيرة للكواشف CFAR كل واحدة منها تناسب محيط معين. في البداية حللنا قدرات الكواشف CA ، GO ، SO ، OS و VI-CFAR. حيث فحصت هذه الكواشف في محيط متجانس و غير متجانس، لمختلف قيم CNR,الثابت ν و الخلايا المرجعية. ثم قمنا بعرض و مناقشة النتائج.

كما درسنا قدرات الكاشف VI-CFAR فوق سطح البحر, باعتبار الوسط متجانس علما أن العينات المأخوذة كلها موزعة حسب التوزيع K. و أيضا في وسط غير متجانس بوجود تداخلات, مع تحليل و مناقشة النتائج المتحصل عليها.

Résumé

Un des problèmes importants dans les systèmes radar est la détection automatique des cibles tout en maintenant une probabilité de fausse alarme désirée constante. Des méthodes adaptatives ont été proposées pour analyser et perfectionner la détection radar. Les dispositifs utilisant ces méthodes sont appelés détecteurs CFAR (Constant False Alarm Rate). Plusieurs variantes de détecteurs CFAR existent et qui s'adapte chacune à un environnement spécifique.

En premier lieu, nous analysons les performances des détecteurs CA, GO, SO, OS et VI-CFAR, Ces détecteurs ont été examinés dans un environnement homogène et non homogène pour différentes valeurs du CNR, paramètre de forme ν et des cellules références. Les résultats de simulation ont été présentés et discutés.

Nous étudions aussi les performances du détecteur VI-CFAR opérant dans un milieu marin homogène où les échantillons sont tous distribuée selon la distribution K et non homogène en présence d'interférences. Les simulations obtenu ont été présentées et discutées.

Abstract

One of the significant problems in the radar systems is the automatic control of the targets all while maintaining a probability of false constant desired alarm. Adaptive methods were proposed to analyze and improve detection radar. The devices using these methods are called detecting CFAR (Constant False Alarm Rate). Several alternatives of detectors CFAR exist and which adapts each one to a specific environment.

Initially, we analyze the performances of the detectors CA, GO, SO, OS and VI-CFAR. These detectors were examined in a homogeneous and no homogeneous environment, then for various values of the CNR, parameter form and cells references. The results of simulation were presented and discussed

We study the effect of the clutter on the performances of operative detector VI-CFAR on the sea. We consider the homogeneous environment where the samples all are distributed according to the distribution K and of a no homogeneous medium in the presence of interferences. The simulations obtained were presented and discussed.