

M.TC.10/47

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE KASDI MERBAH - OUARGLA

Faculté des Sciences et Technologie et Sciences de la Matière
Département de Génie Electrique

Spécialité : Electronique
Option : Communication



Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

Présenté par :

KRIBAA Warda
NIOU Abdelmalek

MEMOIRE

APPLICATION DE L'ALGORITHME OS-CFAR DANS
UN SYSTEME DE COMMUNICATION HYBRIDE

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Qualité</u>	<u>Université</u>
Mr. M.S.MOAD	MAA	Président	Ouargla
Mr. A.KHALFA ALI	MAB	Examineur	Ouargla
M ^{elle} . S.AOURAGH	MAB	Examineur	Ouargla
M ^{dme} . S. BENKRINAH	MAA	Promotrice	Ouargla

2009/2010

ملخص

قمنا في هذه المذكرة بفحص نظام التزامن المتأقلم (Acquisition adaptatif) باستعمال خوارزمية نسبة الإنذار الخاطي الثابتة (CFAR) في النظام (CDMA).

في الاتصالات المتحركة و اللاسلكية مستوى الضجيج غير معروف و مسارات الإشارة المر سلة متعددة، لهذا اقترحنا في هذه المذكرة النظام المتأقلم لتحديد عتبة الكشف و هذا عن طريق استعمال خوارزمية نسبة الإنذار الخاطي الثابتة (CFAR) المعروف من قبل في مجال الكشف بالرادار.

لقد قمنا بدراسة حول النظام المتأقلم لتحديد عتبة الكشف باستعمال خوارزميات نسبة الإنذار الخاطي الثابتة (CA-OS-OR et And-CFAR).

من خلال النتائج التجريبية أثبتنا أن CA-CFAR قد أعطى نتائج جيدة وأحسن من OS-CFAR في الوسط المتجانس (عدم وجود التأثيرات) في حين أن OR-CFAR و OS-CFAR قد أعطوا نتائج جيدة وفعالة في مقاومة التداخلات و أحسن من بقية الخوارزميات (CFAR) في الوسط الغير متجانس (وجود التأثيرات).

RÉSUMÉ

L'objectif de notre projet, est l'étude de l'acquisition adaptative à taux de fausse alarme constant CFAR dans un système CDMA.

Dans les systèmes de communication mobiles et sans fils le niveau du bruit et les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement.

Par conséquent, nous proposons un arrangement de manière adaptatif du seuil de détection, par l'utilisation d'un taux de fausse alarme constant CFAR, qui est bien connu dans le domaine de la détection radar.

Notre étude est basée sur les détecteurs adaptatifs de base, qui sont CA-CFAR, OS-CFAR, OR-CFAR et And-CFAR

D'après les résultats de simulation, nous avons montré que le processeur CA-CFAR est le mieux adapté dans le cas homogène (absence des interférences), et le processeur OS-CFAR et OR-CFAR donne de meilleures performances par rapport aux autres processeurs CFAR, dans un environnement non homogène (présence des interférences).

ABSTRACT

The objective of our work is a study of the adaptive acquisition with constant false alarm rate (CFAR), in communication system CDMA.

In mobile wireless communications, the noise signal levels and the propagation conditions are very variable and depend on the environment.

Therefore, we propose an adaptive arrangement of the threshold detection by the use of a constant false alarm rate (CFAR) that is much known in the field of radar detection.

Our study is based on the basic adaptive detectors that are CA-CFAR, OS-CFAR.

From the simulation results, we showed a CA-CFAR processor is a better in the homogeneous case (absence of interferences), and OS-CFAR processor gives good performances then the other CFAR processors in non homogenous background (presence of interferences).

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promotrice, M^{ELLE} BENKRINAH S., pour la documentation intéressante qu'elle a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux, pour toutes les commodités ainsi, qu'elle nous a apportées durant notre étude de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs, s'adressent aussi au président et aux membres de jury, d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude, jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Sans omettre bien sur, de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

LISTE DES ABREVIATIONS

ACF	Autocorrelation Function
AD	Adaptive Detector
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPF	Band Pass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CA-CFAR	Cell Averaging CFAR
CCF	Cross Correlation Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
DLL	Delay Lock Loop
DS/CDMA	Direct Sequence CDMA
DS/SS	Direct Sequence Spread Spectrum
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
FH/CDMA	Frequency Hopping CDMA
FH/SS	Frequency Hopped Spread Spectrum
GO-CFAR	Greatest of CFAR
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile Communication
MF	Matched Filter
OS-CFAR	Ordered Statistics CFAR
PN	Pseudo Noise
RF	Radio Fréquence
SFH	Slow Frequency Hopping
SNR	Signal to Noise Ratio
SNR/Chip	Signal to Noise Ratio per Chip
SO-CFAR	Smallest of CFAR
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping CDMA
WLL	Wireless Local Loop

LISTE DES ABREVIATIONS

SNR/Chip	Signal to Noise Ratio per Chip
SO-CFAR	Smallest of CFAR
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping CDMA
TH/SS	Time Hopping Spread Spectrum
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
W-CDMA	Wide band CDMA
WLL	Wireless Local Loop

LISTE DES SYMBOLES

La liste et la description des symboles utilisés à travers le présent travail, sont données ci-dessous; sachant que, la description d'autres symboles est donnée explicitement dans le texte.

$\beta(,)$	Fonction Beta
B	La bande d'un signal avant l'étalement
B_e	La bande d'un signal étalé
C_{ij}	Le Coût associé à la décision D_i sachant que l'hypothèse H_j est vraie.
$d(t)$	Le signal d'information avant l'étalement
f_s	Fréquence de la séquence
F_s	Facteur d'étalement
$f_Y(y)$	Fonction densité de probabilité
$F_Y(y)$	Fonction de répartition
$G(a, b)$	Distribution Gamma
$Gauss(a, b)$	Variable aléatoire Gaussienne de moyenne a et variance b
H_0	Hypothèse nulle
H_1	Hypothèse alternative
$I_0(.)$	Fonction de Bessel modifiée de premier degré et d'ordre 0
M	Nombre de cellules de références
m	Paramètre de non centralisation
n_b	Nombre de bits
N	Période de la séquence PN
P	Puissance d'émission
P_d	Probabilité de détection
P_{fa}	Probabilité de fausse alarme
P_m	Probabilité de non détection « miss »
$P(t)$	La séquence pseudo-aléatoire PN
T_{acq}	Temps d'acquisition
\bar{T}_{acq}	Temps moyen d'acquisition
T_b	Durée d'un bit
T_C	Durée d'un chip
T	Coefficient de seuil adaptatif du détecteur CFAR

LISTE DES SYMBOLES

T_{fa}	Temps de pénalité associée à la probabilité de fausse alarme
T_h	Le Temps du Saut d'une Fréquence à une Autre
T_s	Durée d'un Symbole
pdf	Probability Density Function
cdf	Fonction Densité Cumulative
DSP	Densité Spectral de Puissance
η	Seuil de Décision Fixe
β	Multiplicateur de Lagrange
$\Lambda(\cdot)$	Rapport de Vraisemblance
$\Gamma(\cdot)$	Fonction Gamma
$J(\beta)$	Fonction Objective

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Représentation schématique des trois techniques d'accès multiple.....	04
Figure I.2	La technique d'accès multiple FDMA.....	05
Figure I.3	La technique d'accès multiple TDMA.....	06
Figure I.4	La technique d'accès multiple CDMA.....	07
Figure I.5	schéma fonctionnel d'un système d'étalement du spectre.....	10
Figure I.6	Représentation fréquentielle d'un système d'étalement du spectre.....	11
Figure I.7	Schéma descriptif du principe de fonctionnement d'un système CDMA à sauts de fréquence.....	13
Figure I.8	Schéma fonctionnel d'un émetteur CDMA à saut rapide de fréquences...	14
Figure I.9	Schéma fonctionnel d'un récepteur CDMA à saut rapide de fréquences..	14
Figure I.10	Émetteur à séquence directe.....	15
Figure I.11	Récepteur à séquence directe	16
Figure I.12	Génération du code PN	17
Figure I.13	Fonction d'auto corrélation.....	17
Figure I.14	Configuration d'une génératrice séquence de Gold.....	18
Figure I.15	Corrélateurs passif et corrélateur actif.....	19
Figure I.16	Circuit de la recherche série.....	20
Figure I.17	Circuit de la recherche parallèle.....	20
Figure I.18	Circuit de recherche hybride.....	21
FigureII.1	Région de décision.....	24
FigureII.2	la définition de quantités pour un test binaire.....	26
FigureII.3	Risque de Bayes pour le test fixe et pour le test optima.....	29
FigureII.4	Sensibilité de la probabilité de fausse alarme à la puissance du bruit (dB).	32
FigureII.5	Schéma fonctionnel d'un détecteur CFAR.....	33
FigureII.6	Détecteur CA-CFAR.....	35
FigureII.7	Modèles d'environnement (a, b).....	36
FigureII.8	Détecteur GO-CFAR.....	36
FigureII.9	Détecteur SO-CFAR.....	37

LISTE DES FIGURES

FigureII.10	Détecteur OS-CFAR.....	38
FigureII.11	Schéma fonctionnel généralise du détecteur And-CFAR et OR-CFAR....	38
FigureII.12	Détecteur I-Q quadratique non cohérent basé sur un filtre adapté.....	39
FigureII.13	Circuit général d'acquisition.....	40
FigureII.14	Diagramme d'état de l'acquisition hybride (simple dwell) du système	42
FigureIII.1	Schéma fonctionnel du système proposé.....	45
FigureIII.2	Méthode de recherche du système propose.....	45
FigureIII.3	Bloc de détection adaptative de la figure (III.1).....	47
FigureIII.4	Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$	56
FigureIII.5	Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$	56
FigureIII.6	Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-3}$	57
FigureIII.7	Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-3}$	57
FigureIII.8	Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Rayleigh pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$	58
FigureIII.9	Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$	58
FigureIII.10	Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour différentes valeurs de N avec $P_{fa}=10^{-4}$ et $M=8$	59
FigureIII.11	Comparaison entre les temps d'acquisition moyen des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour différentes valeurs de N avec $P_{fa}=10^{-4}$ et $M=8$	59

LISTE DES FIGURES

FigureIII.12	Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes hybride fixe et hybride adaptatif, dans un canal Rayleigh pour différentes valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-4}$	60
FigureIII.13	Comparaison entre les temps d'acquisition moyen des systèmes hybride fixe et hybride adaptatif, dans un canal Rayleigh pour différentes valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-4}$	60
FigureIII.14	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour plusieurs valeurs de M avec $p_{fa}=0.001$ et $N=64$	63
FigureIII.15	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de M avec $p_{fa}=0.001$ et $N=64$	63
FigureIII.16	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$ et $M=16$	64
FigureIII.17	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$ et $M=16$	64
FigureIII.18	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour plusieurs nombre de cellules avec	65
FigureIII.19	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OSCFAR, dans un canal Gaussien pour plusieurs nombre de cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=64$ et $M=16$	65
FigureIII.20	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour deux cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=96$, $M=16$ et pour plusieurs valeurs de I	66
FigureIII.21	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour deux cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=96$, $M=16$ et pour plusieurs valeurs de I	66
FigureIII.22	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OSCFAR, dans un canal Rayleigh pour deux cellules et pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $I=0.5$, $M=16$	67
FigureIII.23	Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et	67

Les résumés	<i>i</i>
Remerciements	<i>iv</i>
Dédicaces	<i>v</i>
Liste des abréviations	<i>vi</i>
Liste des symboles	<i>viii</i>
Liste des figures	<i>x</i>
Table de matières	<i>xiv</i>
INTRODUCTION GENERALE	
1 INTRODUCTION	01
2 ETAT DE L'ART	02
3 ORGANISATION DU MEMOIRE	03
Chapitre I PRINCIPES DE LA COMMUNICATION MOBILE	
I.1 INTRODUCTION	04
I.2 METHODES D'ACCES AUX RESEAUX	04
I.2.1 Accès multiple à répartition dans les fréquences FDMA	04
I.2.2 Accès multiple à répartition dans le temps TDMA	05
I.2.3 Accès multiple à répartition dans les codes CDMA	06
I.2.4 Caractéristiques du CDMA	07
I.3 TECHNIQUES D'ETALEMENT DU SPECTRE	09
I.3.1 Principe d'étalement du spectre	09
I.3.2 Nécessité de l'étalement de spectre	10
I.3.3 Etalement du spectre à Saut de Temps TH/SS	11
I.3.4 Etalement du spectre à Saut de Fréquence FH/SS	12
I.3.5 Etalement du spectre à séquence directe	14
I.4 SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES	16
I.4.1 Séquences à longueur maximale (<i>m</i> - séquences)	16
I.4.2 Séquences de Gold	17
I.4.3 Séquences de kasami	18
I.5 CORRELATION	18
I.6 STRATEGIES DE RECHERCHE	19
I.6.1 Recherche série	19
I.6.2 Recherche parallèle	20
I.6.3 Recherche hybride	20
I.7 CONCLUSION	21
Chapitre II ANALYSE DES DETECTEURS	

II.1 INTRODUCTION	24
II.2 THEORIE DE DETECTION	24
II.3 LES CRITERES DE DETECTION	26
II.3.1 Critère de Bayes	26
II.3.2 Critère de Minimax	28
II.3.3 Critère de Neyman-Pearson	30
II.4 DETECTION CFAR	32
II.4.1 Détecteur CA-CFAR	34
II.4.2 Détecteur GO-CFAR	36
II.4.3 Détecteur SO-CFAR	37
II.4.4 Détecteur OS-CFAR	37
II.4.5 détecteurs And-CFAR (ET) et OR-CFAR (OU)	38
II.5 DETECTEUR QUADRATIQUE	39
II.6 SYNCHRONISATION	39
II.6.1 TEMPS D'ACQUISITION	40
II.7 CONCLUSION	43
Chapitre III APPLICATION DES ALGORITHMES CFAR DANS LES SYSTEMES DS/SS HYBRIDE	
III.1 INTRODUCTION	44
III.2 DESCRIPTION DU SYSTEME	44
III.3 CANAUX DE TRANSMISSION	47
III.3.1 Canal Gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise)	47
III.3.2 Canal Gaussien (AWGN) avec évanouissement de Rayleigh	49
III.4 DEVELOPPEMENT MATHEMATIQUE	51
III.4.1 Canal gaussien (AWGN) avec évanouissement de Rayleigh	51
III.5 DISCUSSION DES RESULTATS	55
III.6 CONCLUSION	71
CONCLUSION GÉNÉRALE	
1 CONCLUSION	72
2 SUGGESTION POUR DES TRAVAUX DE RECHERCHE FUTURS	73
ANNEXES	
Annexe A Fonction Gamma	74
Référence	77

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Résumé

Dans ce chapitre, Nous présentons des notions de base sur la communication radio mobile. Nous présentons le concept de la détection à taux de fausse alarme constant (constant false alarm rate, CFAR); ainsi que, les motivations de son utilisation et enfin l'organisation du mémoire est aussi discutée.

I INTRODUCTION

II ETAT DE L'ART

III ORGANISATION DU MEMOIRE

1 INTRODUCTION :

Le canal de communication peut revêtir différentes formes, le traditionnel fils de cuivre pour la téléphonie fixe, les ondes hertziennes pour la téléphonie mobile ou les fibres optiques, etc. Il n'est généralement pas possible d'attribuer à chaque utilisateur son propre canal, d'autant plus que le nombre de personnes interconnectées ne cesse de croître. La bande de fréquence est une ressource rare qu'il faut utiliser à bon escient et partager entre tous les utilisateurs. Il est donc nécessaire de transmettre simultanément sur un même canal le plus grand nombre de messages possibles. Pour cela, on fait appel aux techniques de multiplexage. Parmi les techniques de multiplexages qui existent, nous trouvons le système CDMA (Code Division Multiple Access) dans lequel plusieurs sources pourraient émettre simultanément sur une même bande de fréquence. L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre (spread spectrum), où chaque utilisateur pourrait tirer une séquence pseudo-aléatoire (Pseudo noise-code) au moyen du quelle, il encoderait les bits d'information qui' il doit transmettre.

Pour communiquer avec les systèmes CDMA, une acquisition de code PN devrait être effectuée d'abord, habituellement le problème d'acquisition temporel du DS/CDMA (Direct Séquence CDMA) est résolu par l'intermédiaire d'une approche en deux étapes.

➤ *Mode d'acquisition initiale* : c'est une synchronisation initiale avec une incertitude de $\pm T_C$, sachant que T_C présente la durée d'un bit (chip) dans la séquence pseudo aléatoire.

➤ *Mode de poursuite (tracking)*: c'est l'alignement fin, cette étape arrive après que l'acquisition initial s'accomplie. En générale, ce mode consiste à l'utilisation de deux corrélateurs de poursuite avec rétroaction.

Il existe plusieurs stratégies d'acquisition, on trouve la stratégie de recherche série [1] basée sur le test de toutes les phases possibles une par une «en série », l'avantage de cette stratégie c'est que la complexité du circuit d'acquisition est basse mais elle présente un temps d'acquisition lent. Pour améliorer ce temps, une structure parallèle à été proposée. La stratégie de recherche parallèle, à la différence de la recherche série, examine toutes les phases possibles simultanément, ce qui rend le temps d'acquisition court. La complexité du circuit d'acquisition est l'inconvénient majeur de cette stratégie de recherche. Donc un système d'acquisition hybride qui combine la recherche parallèle avec la recherche série a été suggéré

[2]. Une telle stratégie de recherche présente une structure hardware moins compliquée que la structure parallèle et un temps d'acquisition inférieur à celui d'une architecture série. Une approche différente a été appliquée [3], elle est connue sous le nom acquisition à dwell

multiple. Dans cette structure, l'intervalle d'intégration n'est pas fixé, ce qui rend la détection de la phase incorrecte rapide, il en résulte un temps moyen d'acquisition court. La stratégie qu'on va étudier dans ce mémoire est basée sur la recherche hybride de la bonne phase .

2 ETAT DE L'ART :

Dans les systèmes d'acquisition conventionnels, seule la structure des systèmes d'acquisition changes, pour gagner une meilleure exécution en termes de temps d'acquisition. Cependant, ces méthodes conventionnelles [5, 7, 8] utilisent un seuil fixe, qui est ajusté dans des conditions spécifiques. Mais, la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe, ces faits conduisent à des techniques adaptatives de traitement des signaux utilisant un seuil adaptatif de détection.

La réception à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Ratio, *CFAR*) est l'une des techniques qui a véritablement données une impulsion à l'évolution des radars, cette technique à été introduite pour la première fois par *Finn et Jhanson* [9]. Plusieurs techniques *CFAR* ont été employées dans l'acquisition des codes *DS/CDMA* pour combattre la variabilité et l'instabilité de la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} . *Kim et lee* [10] ont proposés l'acquisition adaptative utilisant pour cela les détecteurs *CA-CFAR* et *OS-CFAR* avec intégration non cohérente dans un environnement *Rayleigh* homogène. Les performances du détecteur *CA-CFAR* sont dégradées quand le milieu est non homogène ; alors, *Kim et al* [11] ont proposés le détecteur *GO-CFAR* qui a donné de bons résultats que les détecteurs *CA-CFAR*, *SO-CFAR*, et *OS-CFAR*. *Warsi et Ghaturvedi* [12] ont appliqués le *CA-CFAR* pour un évanouissement de distribution *Nakagami-m* [12,13] (beaucoup rencontré dans l'environnement radio-mobile), qui est plus sévère que l'évanouissement de *Rayleigh*. *Oh et al* [14] ont proposés l'acquisition adaptative basée sur la structure double-dwell détecteurs, ce système a montré de bonnes performances concernant la probabilité de détection P_d , la probabilité de fausse alarme P_{fa} et le temps moyen d'acquisition $E[T_{acq}]$, en le comparant avec un système d'acquisition double-dwell avec des seuils fixes. *Oh et al* [15] ont utilisés un système d'acquisition hybride qui combine entre la détection *CA-CFAR* et la diversité d'antennes, cette proposition a montré sa robustesse concernant les probabilités de détection et de fausse alarme, en le comparant avec un système d'acquisition de plusieurs antenne à seuil fixe. Pour ce qui nous concerne, nous allons étudier le principe d'acquisition adaptatif, basé sur les algorithmes *CA-CFAR*, *OS-CFAR*, *SO-CFAR*, *GO-CFAR* et les détecteurs *AND-CFAR* et *OR-CFAR* dans les systèmes à étalement du spectre de structure hybride, et donner les différentes distributions associées aux canaux de propagation (canal Gaussien et canal

Gaussien avec l'évanouissement de Rayleigh) dans un environnement homogène et non homogène.

3 ORGANISATION DU MEMOIRE :

Afin de bien expliquer notre travail, notre mémoire va organiser comme suit :

Dans *le premier chapitre*, présente les techniques d'accès multiple de base, utilisées à l'heure actuelle dans les système radio mobiles (FDMA, TDMA, et CDMA), citant que nous avons basé dans notre étude sur le système à étalement du spectre et plus exactement la technique DS/CDMA, qui utilise les séquences pseudo-aléatoires, à savoir les m -séquences, les séquences de Gold ou celle de Kasami, puis la notion de corrélation

Dans *le deuxième chapitre*, nous expliquerons le principe de fonctionnement les détecteurs (classique, adaptative) ; ensuite, nous allons décrit quelques algorithmes de la détection CFAR. Puis, introduirons la notion de la synchronisation, et on terminera ce chapitre par le temps d'acquisition.

Dans *le troisième chapitre*, on a décrit le système proposé qui est le système hybride. D'abord, en introduisant la description du système, puis on a défini quelques types des canaux de transmission, et finalement on a inclus les développements mathématiques des formules des probabilités de détection et de fausse alarme.

PRINCIPES DE LA COMMUNICATION MOBILE

Résumé

Dans ce chapitre, nous présentons trois principales méthodes d'accès multiple de base utilisées actuellement dans les systèmes radio-mobiles. La répartition dans les fréquences (Frequency Division Multiple Access, FDMA), dans le temps (Time Division Multiple Access, TDMA) et par les codes (code division Multiple Access, CDMA).

- I.1 INTRODUCTION**
- I.2 METHODES D'ACCES AUX RESEAUX :**
- I.3 TECHNIQUES D'ETALEMENT DU SPECTRE**
- I.4 SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES**
- I.5 CORRELATION**
- I.6 STRATEGIES DE RECHERCHE**
- I.7 CONCLUSION**

1 INTRODUCTION :

Le canal de communication peut revêtir différentes formes, le traditionnel fils de cuivre pour la téléphonie fixe, les ondes hertziennes pour la téléphonie mobile ou les fibres optiques, etc. Il n'est généralement pas possible d'attribuer à chaque utilisateur son propre canal, d'autant plus que le nombre de personnes interconnectées ne cesse de croître. La bande de fréquence est une ressource rare qu'il faut utiliser à bon escient et partager entre tous les utilisateurs. Il est donc nécessaire de transmettre simultanément sur un même canal le plus grand nombre de messages possibles. Pour cela, on fait appel aux techniques de multiplexage. Parmi les techniques de multiplexages qui existent, nous trouvons le système CDMA (Code Division Multiple Access) dans lequel plusieurs sources pourraient émettre simultanément sur une même bande de fréquence. L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre (spread spectrum), où chaque utilisateur pourrait tirer une séquence pseudo-aléatoire (Pseudo noise-code) au moyen du quelle, il encoderait les bits d'information qui il doit transmettre.

Pour communiquer avec les systèmes CDMA, une acquisition de code PN devrait être effectuée d'abord, habituellement le problème d'acquisition temporel du DS/CDMA (Direct Séquence CDMA) est résolu par l'intermédiaire d'une approche en deux étapes.

➤ *Mode d'acquisition initiale* : c'est une synchronisation initiale avec une incertitude de $\pm T_C$, sachant que T_C présente la durée d'un bit (chip) dans la séquence pseudo aléatoire.

➤ *Mode de poursuite (tracking)*: c'est l'alignement fin, cette étape arrive après que l'acquisition initial s'accomplie. En générale, ce mode consiste à l'utilisation de deux corrélateurs de poursuite avec rétroaction.

Il existe plusieurs stratégies d'acquisition, on trouve la stratégie de recherche série [1] basée sur le test de toutes les phases possibles une par une « en série », l'avantage de cette stratégie c'est que la complexité du circuit d'acquisition est basse mais elle présente un temps d'acquisition lent. Pour améliorer ce temps, une structure parallèle à été proposée. La stratégie de recherche parallèle, à la différence de la recherche série, examine toutes les phases possibles simultanément, ce qui rend le temps d'acquisition court. La complexité du circuit d'acquisition est l'inconvénient majeur de cette stratégie de recherche. Donc un système d'acquisition hybride qui combine la recherche parallèle avec la recherche série a été suggéré

[2]. Une telle stratégie de recherche présente une structure hardware moins compliquée que la structure parallèle et un temps d'acquisition inférieur à celui d'une architecture série. Une approche différente a été appliquée [3], elle est connue sous le nom acquisition à dwell

PRINCIPES DE LA COMMUNICATION MOBILE

Résumé

Dans ce chapitre, nous présentons trois principales méthodes d'accès multiple de base utilisées actuellement dans les systèmes radio-mobiles. La répartition dans les fréquences (Frequency Division Multiple Access, FDMA), dans le temps (Time Division Multiple Access, TDMA) et par les codes (code division Multiple Access, CDMA).

L1 INTRODUCTION

L2 METHODES D'ACCES AUX RESEAUX :

L3 TECHNIQUES D'ETALEMENT DU SPECTRE

L4 SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES

L5 CORRELATION

L6 STRATEGIES DE RECHERCHE

L7 CONCLUSION

I.1 INTRODUCTION:

Une classification des systèmes radio-mobiles en fonction de l'utilisation des techniques d'accès multiples se distingue par les systèmes à bande étroite et des systèmes à large bande. Dans les architectures à bande étroite, la totalité de la bande de fréquence est découpée en plusieurs sous canaux à bande étroite limités à un ou quelques utilisateurs; alors que, dans un système à large bande la totalité ou une partie importante du spectre est accessible à tous les utilisateurs. La figure I.1(a) montre la technique FDMA (Frequency Division Multiple Access), qui induit intrinsèquement une architecture bande étroite (puisque l'on cherche à partager la bande disponible en un nombre maximum de canaux); alors que, la technique TDMA (Time Division Multiple Access) de son côté peut être implantée soit en tant que, système bande étroite (si les canaux définis sont de faible largeur de bande), soit comme système large bande. Comme mentionné dans la figure I.1(b), la technique CDMA (Code Division Multiple Access) induit une architecture large bande (puisque l'on utilise toute la bande allouée) comme illustré dans la figure I.1(c) [27].

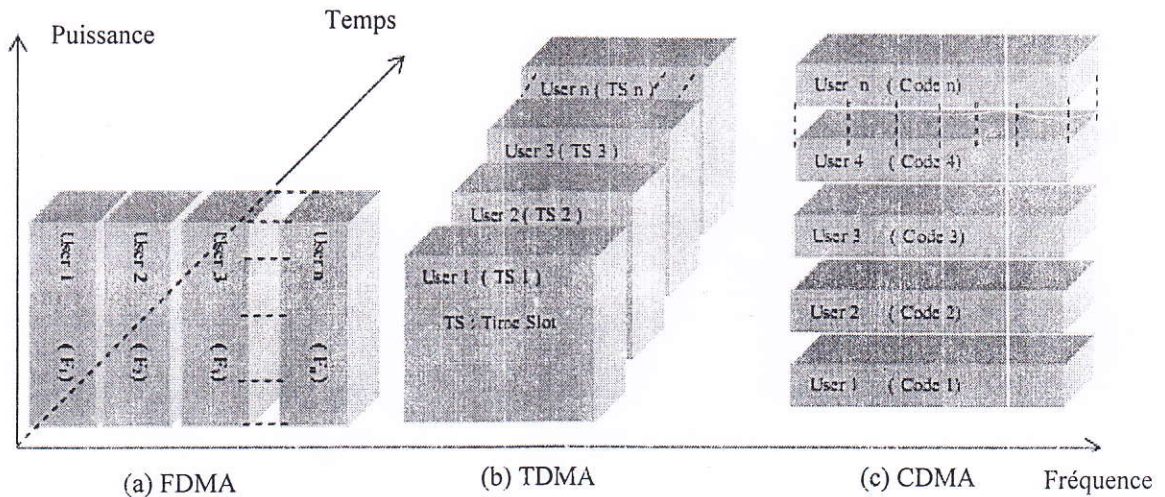


Figure I.1 : Représentation schématique des trois techniques d'accès multiple.

I.2 METHODES D'ACCES AUX RESEAUX :

I.2.1 Accès Multiple à Répartition dans les Fréquences (AMRF, FDMA):

C'est la technique la plus ancienne des techniques de multiplexage, elle rend possible la transmission, en même temps, sur un canal unique, de plusieurs signaux analogiques.

A chaque utilisateur, ou chaque message, est alloué une bande de fréquence. En pratique, le message est utilisé pour moduler (à l'origine en amplitude, parfois avec suppression de porteuse) une fréquence porteuse. Les différentes porteuses ainsi modulées sont juxtaposées et l'ensemble transmis sur le canal. A la réception, des filtres sélectifs isolent les différentes porteuses qui sont démodulées. Si les fréquences porteuses sont parfaitement connues ou restituées, il est possible d'effectuer une démodulation cohérente (synchrone). La figure I.2, illustre la technique FDMA.

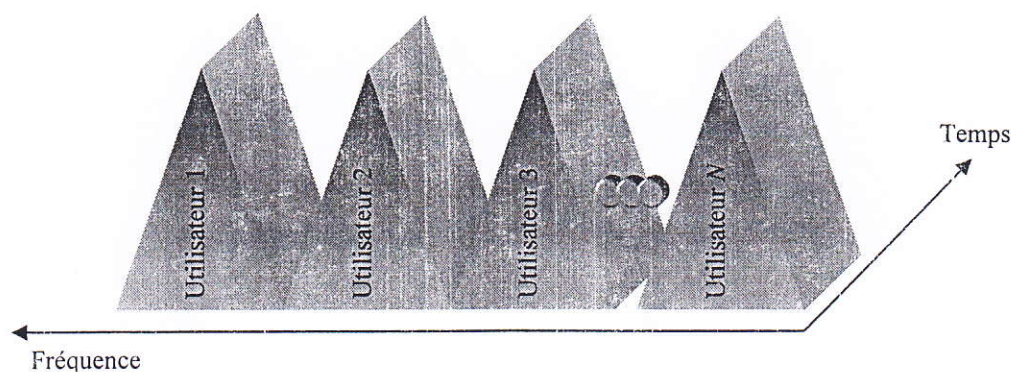


Figure I.2: La technique d'accès multiple FDMA.

a) *Avantages:*

- Coût réduit de la station de base.
- Souplesse de modification sur les débits transmis.

b) *Inconvénients:*

- Complexité aux niveaux du mobile.
- Ajout de bit de signalisation et de synchronisation.

I.2.2 Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT, TDMA) :

La méthode TDMA est basée sur la répartition des ressources en temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données à transmettre dans les différents intervalles du temps ou << slot >>, qui leurs sont alloués, le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données. La figure I.3, illustre la technique TDMA.

a) *Avantages:*

- Coût réduit de la station de base.
- Souplesse de modification sur les débits transmis.

b) *Inconvénients:*

- Complexité aux niveaux du mobile.

- Ajout de bit de signalisation et de synchronisation.

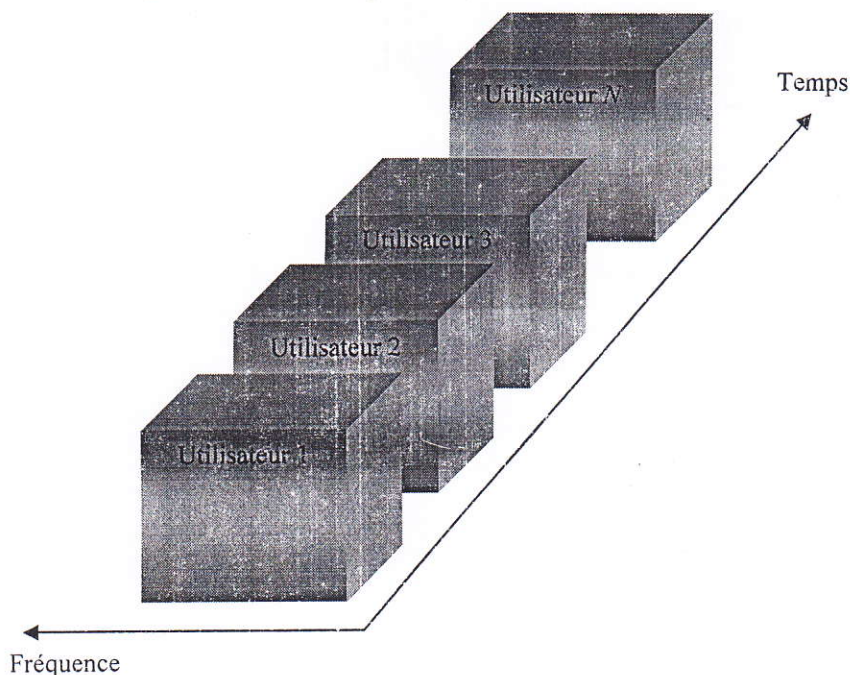


Figure I.3 : La technique d'accès multiple TDMA.

I.2.3 Accès Multiple à Répartition par les Codes (AMRC, CDMA) :

Dans le domaine des télécommunications, Code division multiple access (CDMA), en français accès multiple à répartition par les code (AMRC), est un système de codage des transmissions, basé sur la technique d'étalement de spectre. Il permet à plusieurs liaisons numériques d'utiliser simultanément la même fréquence porteuse. Il est appliqué dans les réseaux de téléphonie mobile dans le segment d'accès radio, et dans les systèmes de navigation par satellites comme le GPS, Glonass ou Galileo.

Depuis longtemps, il est aussi utilisé dans les télécommunications spatiales, militaires essentiellement pour sa résistance à l'interférence et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. C'est une technique qui consiste à redistribuer (étalement) le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre "invisible" idéalement, pour les autres utilisateurs de la même largeur de bande. La figure I.4, illustre la technique CDMA.

Au niveau du récepteur, l'opération d'étalement exécutée au transmetteur est répétée pour dés-étalement le signal en bande de base (ou une fréquence intermédiaire); tandis que, les autres signaux transmis (interférence) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit.

a) Avantages:

- Immunité par rapport aux brouilleurs.

- Diversité de fréquence.
- Cryptage.

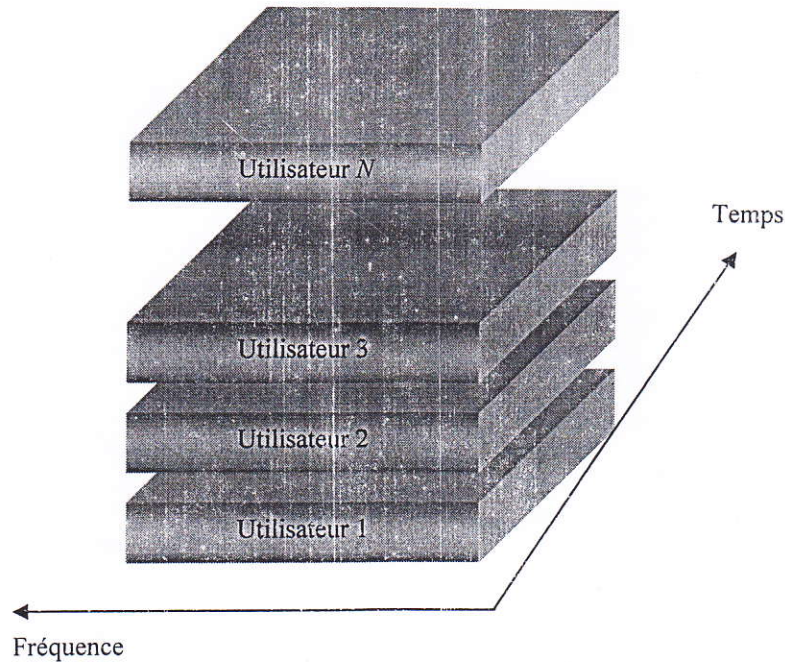


Figure I.4 La technique d'accès multiple CDMA.

- Souplesse de modification sur les débits transmis.
- b) *Inconvénients:*
- Nécessité d'une égalisation intensive.
 - Nécessité d'un contrôle de la puissance d'émission.

I.2.4 Caractéristiques du CDMA :

Les caractéristiques principales de ce type de système sont les suivantes :

1) *Nombre de circuits par porteuse très élevé:* les systèmes CDMA utilisent un canal unique ou bien peu de canaux fréquentiels. Ils peuvent théoriquement transporter des dizaines d'appels sur chaque porteuse.

2) *Largeur de bande:* les systèmes CDMA proposés à l'heure actuelle, nécessitent des largeurs de bande très importantes, c'est-à-dire de l'ordre de 1 à 10 MHz. Cependant, les émissions sont réalisées avec une densité spectrale de puissance rayonnée (puissance émise par unité de bande) réduite, ce qui a pour conséquence de diminuer le brouillage pour les autres communications.

3) *Débits binaires et durées des symboles:* à cause des débits binaires élevés, la durée symbole est très courte. Avec un débit de 1 Mbit/sec, chaque symbole dure une

microseconde (dans le cas d'une modulation BPSK par exemple). Cette propriété permet d'améliorer la résolution temporelle qui est alors proportionnelle à $1/TN$ au lieu de $1/N$. Ceci est intéressant pour la mesure des distances mobiles-stations de base par exemple, ou pour la récupération des signaux issus des trajets multiples [2].

4) *Complexité au niveau du récepteur (mobile par exemple)*: le traitement des informations reçues et émises, est beaucoup plus important que dans les autres types de systèmes puisqu'il faut implanter un niveau de codage supplémentaire.

5) *Résistance aux interférences*: historiquement, le CDMA est issu de programmes de recherche militaires, qui avaient pour but de protéger les transmissions de l'information contre le brouillage, c'est-à-dire, une forme d'interférence volontaire. Le CDMA, étant une méthode de multiplexage à étalement de spectre, le brouillage efficace doit se faire sur toute la bande de fréquences utilisées, ce qui n'est pas envisageable car cela consommerait une puissance colossale (énorme). Dans les applications civiles, la résistance à un brouillage intentionnel n'est pas un critère déterminant dans le choix de la technologie de multiplexage. On cherche cependant à rendre le système de communication résistant à des interférences non volontaire : les interférences entre les utilisateurs, les interférences liées à des phénomènes de réflexion et la présence d'un bruit additif. Le premier type d'interférences est bien toléré par le CDMA, par construction, puisque les codes utilisés sont faiblement corrélés.

6) *Confidentialité (faible probabilité d'interception)*: pour l'application militaires comme civiles, la confidentialité est un atout important pour un système de communication. Dans le cas du CDMA, le signal émis ressemble beaucoup à du bruit parce que l'on utilise des codes longs pseudo-aléatoires. Le signal est étalé uniformément sur un large spectre : on ne détecte aucun pic en amplitude pour une fréquence donnée. Ceci permet de masquer la présence ou non d'une communication. Quand bien même on détecterait l'existence d'une communication, il est très difficile de l'intercepter si on n'a pas accès aux codes utilisés. C'est une raison qui fait que l'armée; ainsi que, les opérateurs téléphoniques utilisent cette méthode d'accès.

7) *Un multiplexage adapté au système cellulaire*: les réseaux de téléphonie mobile actuels sont tous basés sur le concept de cellules. Une cellule correspond à une zone géographique dans laquelle les utilisateurs transitent tous par le même relais. Il se pose deux problèmes : celui de la réutilisation des fréquences et celui du passage d'un utilisateur d'une cellule à une autre (handover). Du point de vue de la réutilisation des fréquences, le

CDMA déplace le problème puisqu'il s'agit de code et non plus de fréquences. La qualité de transmission en CDMA n'est que faiblement affecté par les différences d'amplitude des signaux des différents utilisateurs. Ceci permet en pratique d'augmenter la taille des cellules. On réduit alors la fréquence de passage d'une cellule à l'autre (pour des utilisateurs en mouvement) et on réduit d'autant les risques de décrochage (coupure de communication).

8) *Une faible consommation*: le CDMA nécessite moins de puissance que les technologies concurrentes. Ce gain est présent en conversation ou non. Ceci permet l'augmentation de l'autonomie des téléphones portables ou bien la diminution de la taille des batteries, donc des combinés.

I.3 TECHNIQUES D'ETALEMENT DU SPECTRE :

La technique de modulation à étalement du spectre a été adoptée très tôt pour les applications militaires du fait de ses propriétés intéressantes qui exigent la protection élevée des informations transmises. Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus tout en garantissant une certaine confidentialité

L'étalement de spectre est réalisé avant l'émission grâce à l'utilisation d'un code $p(t)$ indépendant de la séquence de données $d(t)$ comme le montre la figure I.5. Le même code est utilisé au niveau du récepteur (fonctionnant de manière synchrone avec l'émetteur) pour dés-étalement le signal reçu. Mais, l'opération de dés-étalement nécessite premièrement, une acquisition initiale puis, une synchronisation fine entre le signal reçu et la séquence PN générée localement par le récepteur, de façon à récupérer les données initiales d'une façon correctes.

L'étalement de spectre consiste à étendre la bande de fréquence du signal à transmettre; la densité spectrale de puissance du signal utile est diminuée. Ce signal est perçu comme un bruit pour un utilisateur non concerné par la transmission.

I.3.1 Principe d'Étalement du Spectre :

Nous montrons dans la figure I.6, le principe général de l'étalement du spectre, le signal d'information $p(t)$ occupe une bande étroite de largeur égale à $2B$ et la puissance fournie est P ; alors, la DSP (densité spectral de puissance) du signal de données qui présente le rapport entre la puissance fournie et la bande occupée vaut $\eta = P/2B$, la multiplication du signal de données par un code pseudo-aléatoire $p(t)$ qui a l'apparence d'un

bruit blanc filtré car il occupe une très large bande qui est mentionnée par B_e dans la figure I.6.

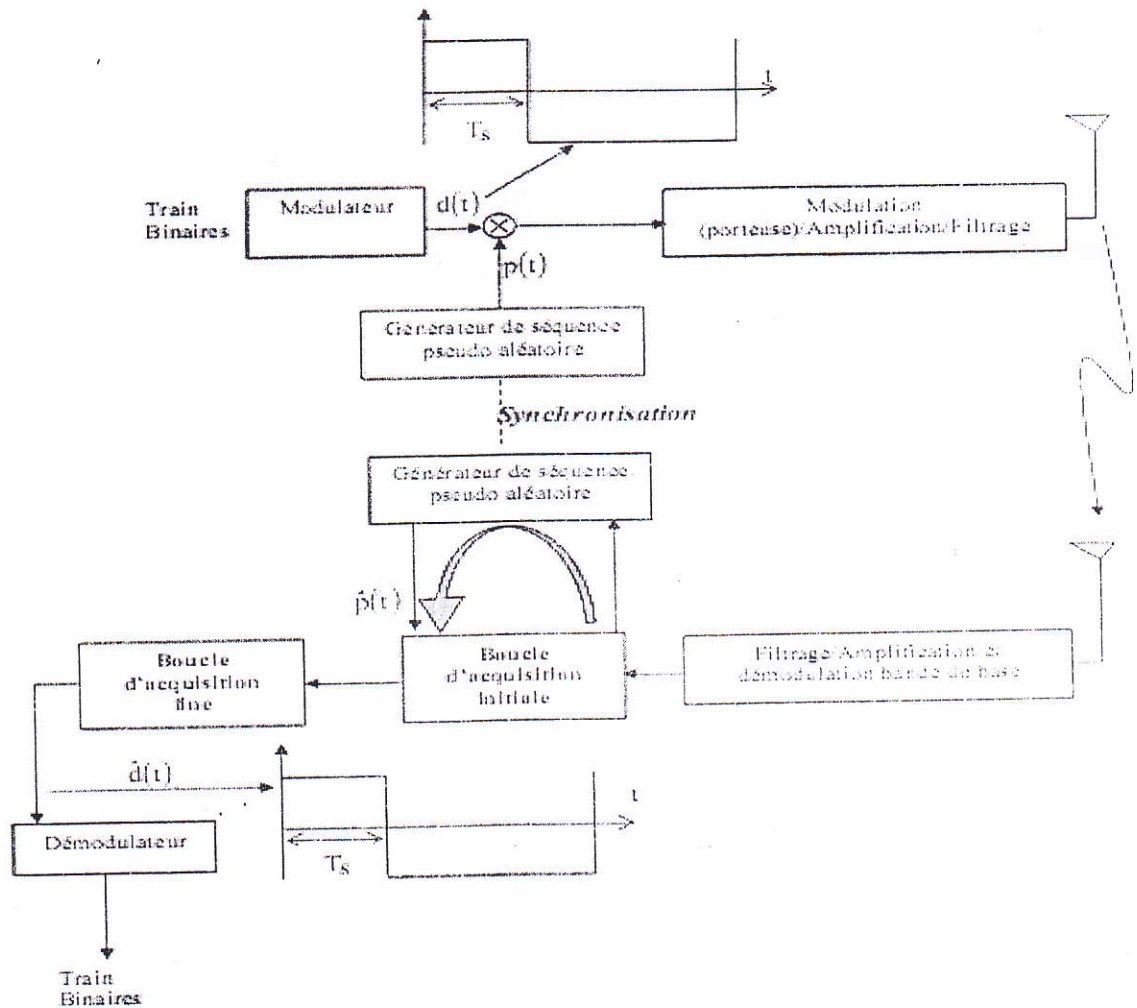


Figure I.5 : Schéma fonctionnel d'un système d'étalement du spectre.

I.3.2 Nécessité de l'Étalement de Spectre :

L'idée de l'étalement du spectre est de transformer un signal en bande relativement étroite en un signal qui a l'apparence d'un bruit sur une bande large.

Pour transmettre un débit d'information donné, deux paramètres sont ajustables : la largeur spectrale et le rapport de puissance signal/bruit (S/N) après l'application de l'équation de C. Shannon, on obtient la Capacité maximum :

$$C = w \log_2 (1+S/N) = w 1.44 \ln (1+S/N) \quad (I.1)$$

Où, S/N : puissance du signal/puissance du bruit et w représente la bande alloué en hertz. L'équation (I.1), montre le rapport entre la capacité d'un canal de transférer l'information sans erreur, comparée au rapport signal/bruit existant dans le canal et la largeur du bande

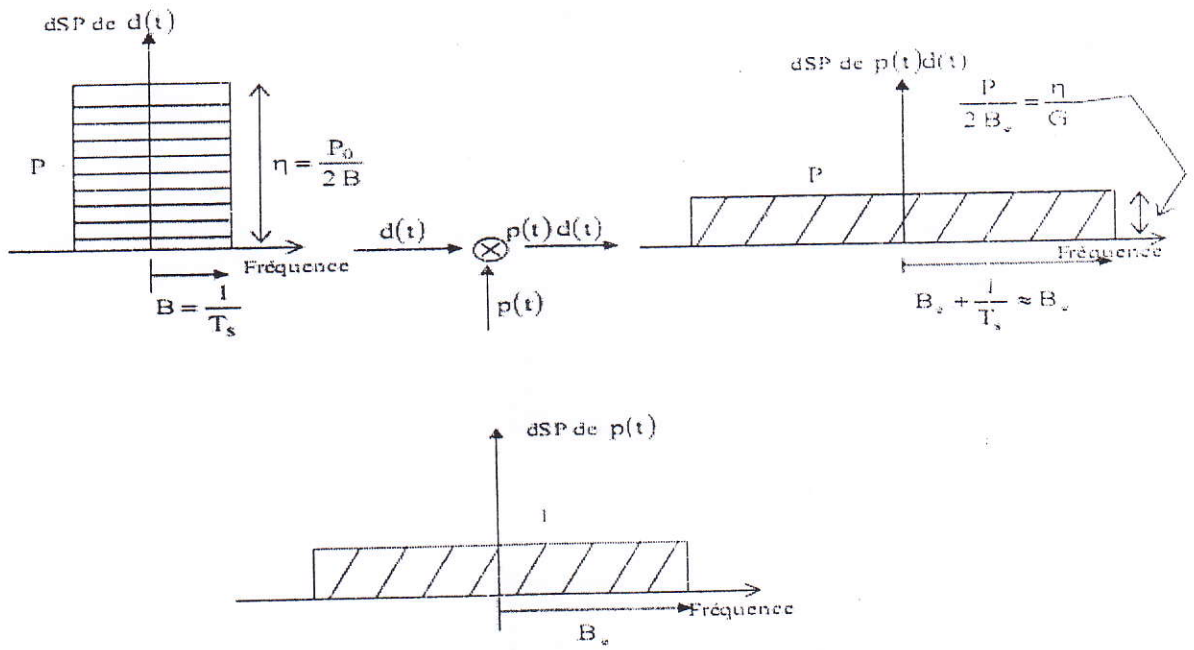


Figure I.6 : Représentation fréquentielle d'un système d'étalement du spectre.

employée pour transmettre l'information. Si l'on étale le signal sur une large bande, en conservant la puissance totale, on peut tolérer un rapport S/N faible [4].

Cela est réalisé grâce à un codage de l'information à transmettre par une séquence pseudo-aléatoire (Pseudo Noise – code, PN code) connue seulement des utilisateurs.

Trois techniques de base de modulation à étalement de spectre sont définies, l'étalement de spectre à saut de fréquence (Fréquence Hopping Spread Spectrum, FH/SS), l'étalement de spectre à séquence directe (Direct Séquence Spread Spectrum, DS/SS) et l'étalement de spectre à saut de temps (Time Hopping Spread Spectrum, TH/SS), mais cette dernière technique n'est pas très répandue.

I.3.3 Etalement du Spectre à Saut de Temps TH/SS (Time Hopping):

Un intervalle du temps T est choisi pour être beaucoup plus grand que l'inverse du taux de l'information, et est subdivisé en un grand nombre de fentes du temps de durée $T_c = 1/f_s$; où, f_s est la fréquence de la séquence pseudo-aléatoire. Les symboles de l'information codés

sont transmis dans une fente de temps pseudo-aléatoire choisie comme blocs de un ou de plusieurs mots codés.

Pour qu'il y ait étalement, le nombre de créneaux dans un intervalle du temps de durée T doit être beaucoup plus grand, que le nombre de bits à transmettre dans ce même intervalle.

Soit n_b le nombre de bits d'information transmis dans un créneau de temps. Dans ce cas, le gain de traitement où autrement dit le facteur d'étalement est :

$$G = \frac{T}{n_b T_c} \quad (I.2)$$

Cette méthode d'étalement permet une amélioration en termes d'efficacité spectrale; puisque, chaque bit d'information peut être transmis sur plusieurs créneaux. Cependant, elle nécessite une synchronisation parfaite entre les usagers, ce qui la rend non efficace pour la technique CDMA qui est de nature asynchrone.

I.3.4 Etalement du Spectre à Saut de Fréquence FH/SS (Frequency Hopping) :

Dans le protocole CDMA par saut de fréquence, la fréquence porteuse du signal d'information modulé n'est pas constante et change périodiquement. Pendant des intervalles du temps T , la porteuse reste la même, mais après chaque intervalle du temps, la porteuse saute vers une autre (ou éventuellement la même). Le schéma de sauts est régi par les codes.

Si le bit de donnée est "1", le signal à transmettre sera égal à une suite de f_s chips ayant un spectre centré sur une fréquence différente, selon le code sélectionné. Si le bit de donnée est "0", le signal transmis sera nul.

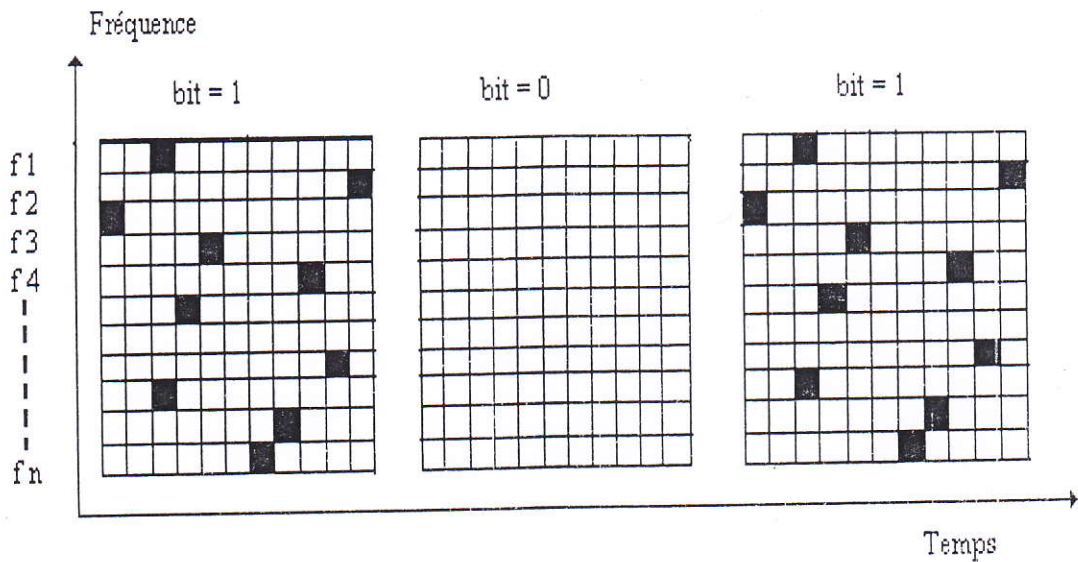


Figure I.7 : Schéma descriptif du principe de fonctionnement d'un système CDMA à sauts de fréquence.

On distingue deux modes de saut de fréquence :

1. *Saut de fréquence rapide (Fast Frequency Hopping FFH)* : chaque bit d'information sera transmis sur plusieurs fréquences (taux de saut de fréquence est supérieur au taux de symbole).

2. *Saut de fréquence lent (Slow Frequency Hopping SFH)* : plusieurs bits d'information sont transmis avec une seule fréquence (taux de saut de fréquence est inférieur au taux de symbole)

L'occupation fréquentielle d'un système à étalement de spectre par saut de fréquence diffère considérablement d'un système d'étalement de spectre par séquence directe. Un système DS occupe la totalité de la bande lors de la transmission; alors qu'un système FH, n'utilise qu'une petite partie, mais la localisation de cette partie diffère lors de la transmission.

A l'émission, et comme l'indique la figure I.8, [20], les séquences pseudo-aléatoires à la sortie du générateur de code, servent à choisir la fréquence de la porteuse. Elles jouent le rôle du signal de commande sur le synthétiseur, pour qu'il génère une suite de fréquences décalées par rapport à la fréquence porteuse conformément au code sélectionné.

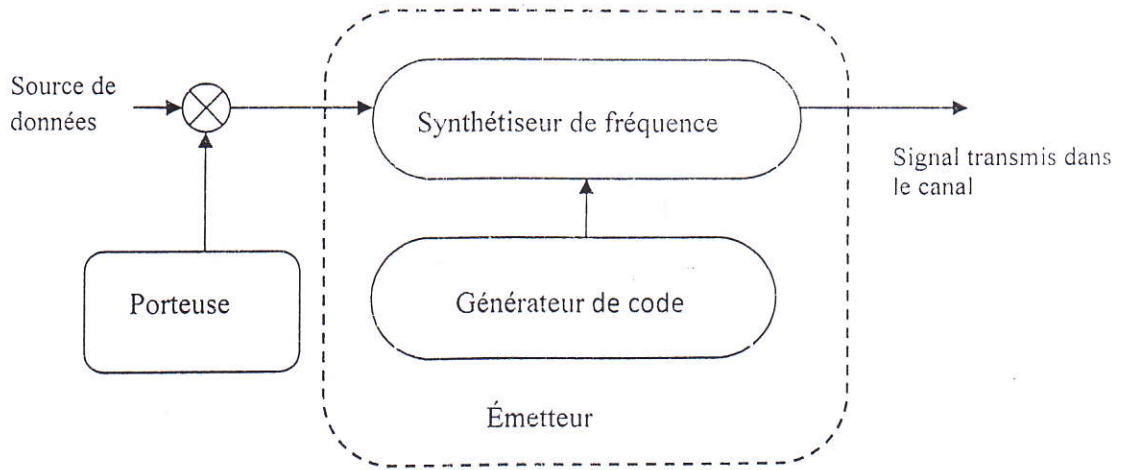


Figure I.8 Schéma fonctionnel d'un émetteur CDMA à saut rapide de fréquences.

A la réception, et comme l'indique la figure I.9, un synthétiseur de fréquence est requis pour détecter le message de l'utilisateur désiré, et un module de synchronisation du code est intégré. Ce module a pour tâche d'ajuster le code généré, de sorte que sa période coïncide bien avec la période de l'utilisateur désiré. Plus le synthétiseur de fréquence est rapide, plus le saut de fréquence est rapide.

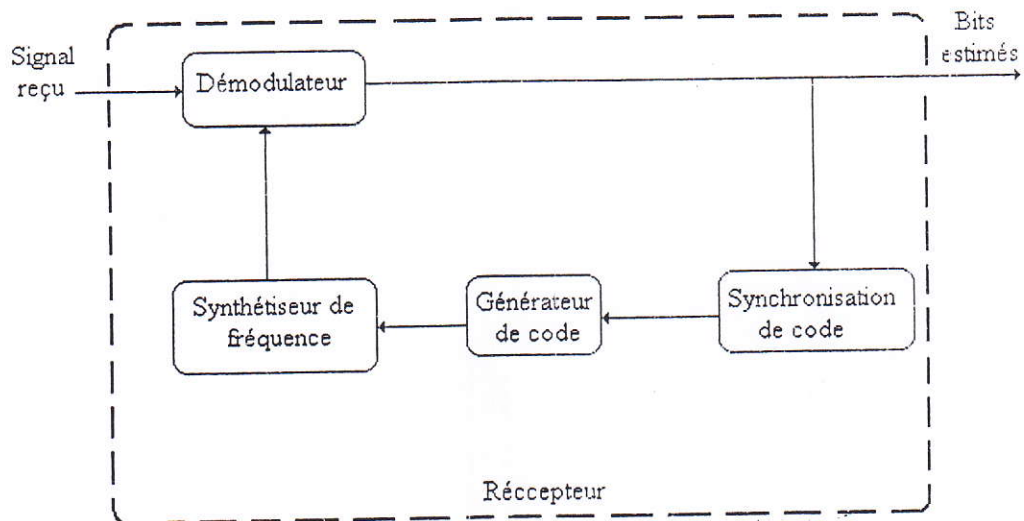


Figure I.9 Schéma fonctionnel d'un récepteur CDMA à saut rapide de fréquences.

I.3.5 Étalement du spectre à séquence directe:

Dans l'étalement de spectre par séquence directe, une séquence d'étalement pseudo-aléatoire haut débit module le signal transmis de telle façon que, le signal résultant ait la même largeur de bande que le débit de la séquence d'étalement.

Les inter-corrélations des signaux sont donc largement déterminées par les inter-corrélations des séquences d'étalement elles-mêmes.

Les signaux CDMA sont clairement superposés en temps et en fréquence, mais ils sont séparables par les formes de leur séquence d'étalement. Une conséquence immédiate de ces observations, est que les systèmes CDMA ne nécessitent pas de synchronisation aussi fine entre les utilisateurs que le TDMA. De la même façon, ils ne nécessitent pas de plan de fréquence puisque les fréquences sont toutes réutilisées dans les zones couvertes.

Dans le protocole DS-SS-SS-SS, le signal de données est directement modulé par un signal de code numérique, comme on l'entend dans le cas général est omise, le signal de données est directement multiplié par le code et le signal résultant module la porteuse large bande. C'est de cette multiplication que le CDMA par séquence directe tient son nom.

Le signal de données binaire module une porteuse. La porteuse modulée est alors modulée par le code. Ce code consiste en un nombre de bits ou « chips » pouvant prendre les valeurs +1 ou -1. Pour obtenir l'étalement désiré du signal, le débit « chip » du signal de code doit être plus grand que celui du signal d'information.

Dans les systèmes de communications mobiles à N utilisateurs, l'ensemble des signaux de chaque utilisateur est sommé soit dans le canal soit dans la station de base. Le signal obtenu est un signal étalé de même bande que chacun des signaux.

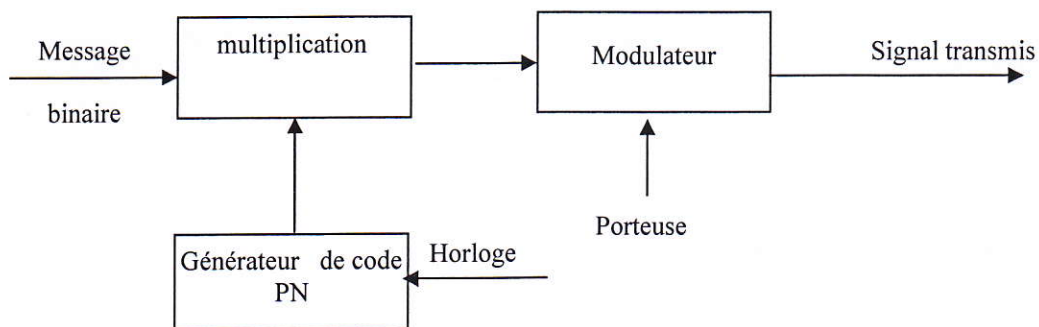


Figure I.10 Emetteur à séquence directe.

Après émission du signal, le récepteur utilise une démodulation cohérente pour dés-étaler le signal, en utilisant une séquence de code générée localement.

Pour être capable d'effectuer l'opération de dés-étalement, le récepteur ne doit pas seulement connaître la séquence du code utilisée pour étaler le signal, mais il est nécessaire que, le code du signal reçu et le code généré au récepteur soient parfaitement synchronisés.

Cette synchronisation doit être accomplie au début de la réception et maintenue jusqu'à ce que l'ensemble du signal soit reçu.

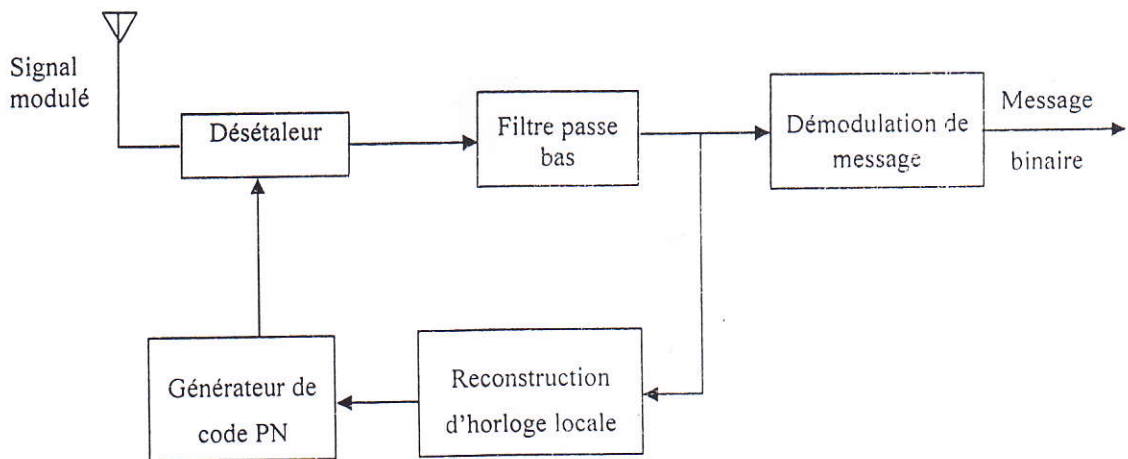


Figure I.11 Récepteur à séquence directe.

I.4 SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES:

Les séquences pseudo-aléatoires sont à la base du fonctionnement d'un système CDMA. Ces derniers doivent être les plus orthogonaux possibles. Cette propriété assure un certain niveau de transparence entre les usagers. Dans un système CDMA, les séquences pseudo-aléatoires sont souvent appelées les codes. Une séquence pseudo-aléatoire PN se compose d'une séquence de +1 et -1, qui possèdent certaines propriétés spécifiques d'auto-corrélation [1,2].

Les familles des codes les plus populaires sont les séquences à longueur maximale, les séquences de Gold et les séquences de Kasami.

I.4.1 Les séquences à Longueur Maximale (*m*- séquences) :

Une séquence maximale est une séquence PN (Pseudo-Noise) périodique, pour laquelle la longueur N de la période est maximale pour le nombre n de bascules du registre à décalage et vaut $N = 2^n - 1$; la longueur N représente le nombre de chips dans une période. La génération des codes PN peut se faire grâce à des registres à décalage.

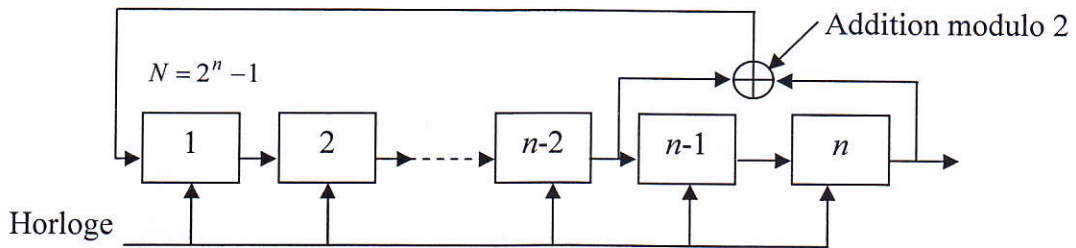


Figure I.12 Génération du code PN.

Les séquences PN sont choisies en fonction de la sécurité (chiffrement) qu'elles offrent est leurs propriétés d'auto-corrélation représentée sur la figure I.13.

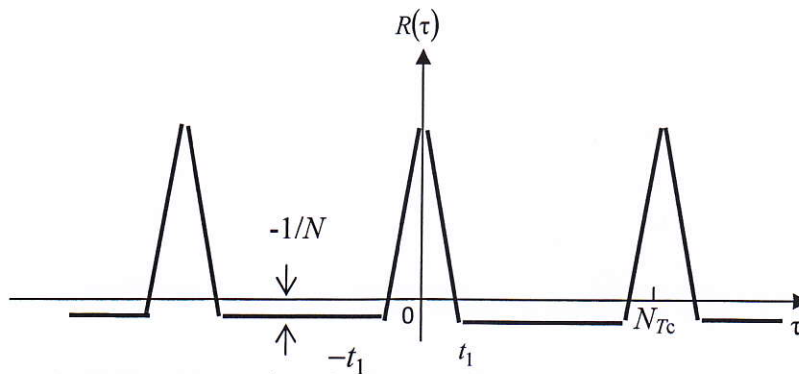


Figure I.13 Fonction d'auto corrélation des m-séquences

I.4.2 Séquences de Gold:

Les séquences de Gold sont des familles de codes pseudo-aléatoires; en effet, un générateur de Gold est constitué de deux m-séquences, dont les sorties sont additionnées par une opération "OU exclusif". L'ensemble des séquences est formé en répétant cette opération, pour les N décalages "phases" possibles, ils ont des corrélations croisées bornées contrairement à ces séquences et ces inter-corrélations sont connues et uniformes. Elles ne peuvent prendre que 3 valeurs : -1, -t(n) et t(n) - 2, où :

$$t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & ; \quad \text{si } n \text{ est impair} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & ; \quad \text{si } n \text{ est pair} \end{cases} \quad (I.3)$$

avec, n égal au nombre de bascules des registres à décalage des deux séquences maximales d'origine.

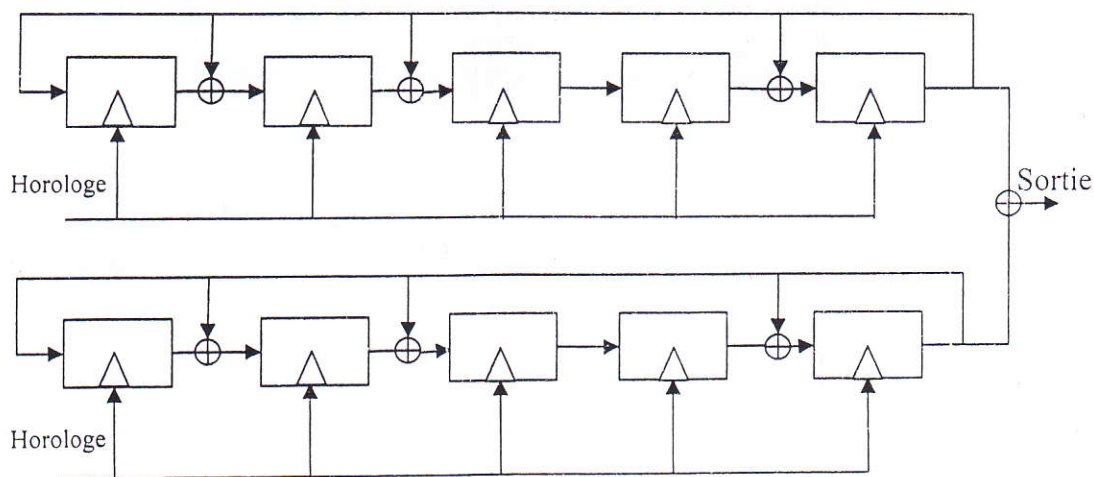


Figure I.14 Configuration d'un générateur de séquences de Gold.

Les codes de Gold sont aussi particulièrement efficaces pour l'acquisition dans le processus de synchronisation.

I.4.3 Codes de Kasami :

Les codes de Kasami comprennent deux familles : les séquences dites du grand ensemble de Kasami sont construites à partir de deux séquences $u(t)$ et $v(t)$ telles que, $u(t)$ est une séquence à longueur maximale : $N = 2^n - 1$, et $v(t)$ est formée en prenant tous les $N = 2^{n/2} + 1$ bits de $u(t)$ où n doit être pair pour générer $2^{n/2}$ séquences de longueur N , les séquences dites du petit ensemble de Kasami sont construites à partir de trois séquences $u(t)$, $v(t)$ et $w(t)$ telles que, $u(t)$ et $v(t)$ sont les séquences définies précédemment, $w(t)$ correspondant à $u(t)$ déphasée $N-1$ fois. La famille des codes du grand ensemble de Kasami possède $2^{n/2} (2^n + 1)$ séquences, de longueur L . En raison du nombre élevé de séquences, ces derniers ont été retenus comme codes de (scrambling) pour la liaison montante de certains standards de systèmes 3G.

I.5 CORRELATION:

La valeur maximale de l'auto-corrélation est 1, qui se répète chaque période. Entre ces crêtes, le niveau minimal est une valeur constante égale à $-1/N$. Si N est un nombre très grand, la fonction d'auto-corrélation sera très petite dans cette région. Une autre raison pour l'usage des codes de registre à décalage, est que la période de la séquence PN peut facilement être rendu très grande.

Le récepteur du signal PN doit exécuter trois fonctions distinctes : détecter la présence de signal, dés-étalement le signal, et démoduler le message [21]. La détection et les opérations de dés-étalement peuvent être actives ou passives. Les méthodes actives impliquent la recherche de la présence du signal en deux dimensions : le temps et la fréquence. D'autre part, les méthodes passives exigent la recherche du signal dans le domaine fréquentiel seulement. Le choix des méthodes actives ou passives dépend des conditions dominantes [6]. Les méthodes actives sont préférées lorsque la séquence est très longue ou lorsque le gain du traitement est très grand. Tandis que, les méthodes passives sont préférées quand la séquence est courte. Comme, il est montré dans la figure I.15.

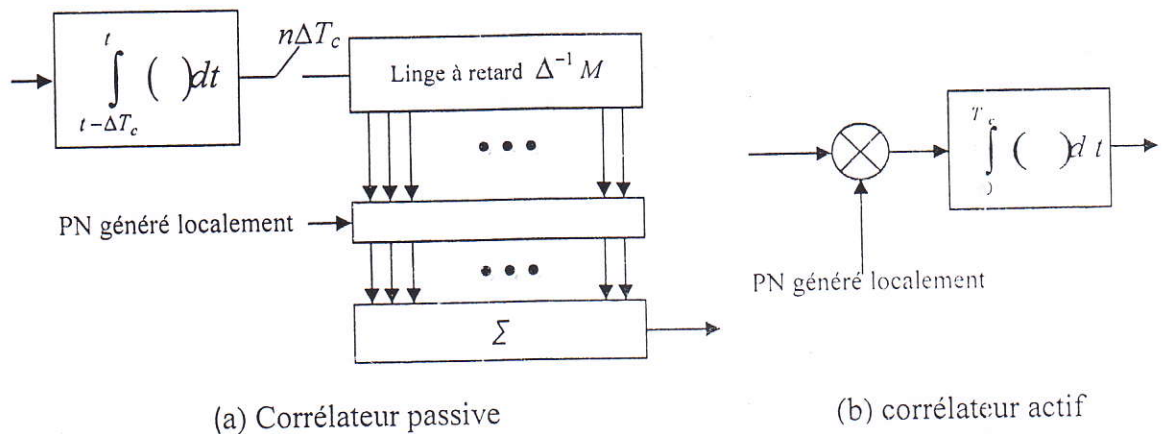


Figure I.15 Corrélateurs passif et corrélateur actif.

Le corrélateur est l'élément essentiel (aussi bien à l'émission qu'à la réception) pour un système à étalement de spectre, puisqu'il détermine les propriétés fondamentales du gain en traitement et de l'immunité aux multiutilisateurs.

I.6 STRATEGIES DE RECHERCHE :

I.6.1 Recherche Série :

La première stratégie d'acquisition que nous considérons est la recherche série. Dans cette méthode, le circuit d'acquisition cherche la phase correcte parmi toutes les phases possibles l'une après l'autre (en série) comme, il est représenté par la figure (I.16). Dans ce cas, la complexité du circuit est basse; Cependant, le temps de pénalité lié à un échec (miss) est large [7]. Par conséquent, nous devons choisir un plus grand temps d'intégration pour réduire la probabilité d'échec ; Ainsi que, la nature de la recherche série, donne un grand temps total d'acquisition (c.-à-d., acquisition lente).

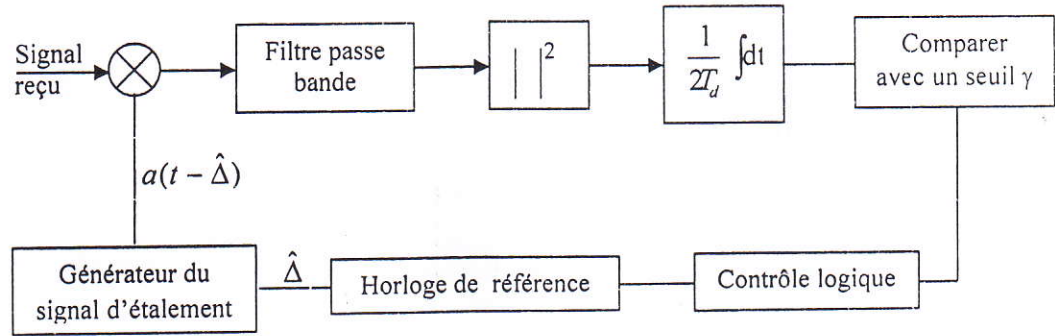


Figure. I.16 Circuit de la recherche série.

I.6.2 Recherche Parallèle :

Au contraire à la méthode de la recherche série, dans la stratégie de la recherche parallèle, nous examinons toutes les phases possibles simultanément, comme il est représenté par la figure (I.17).

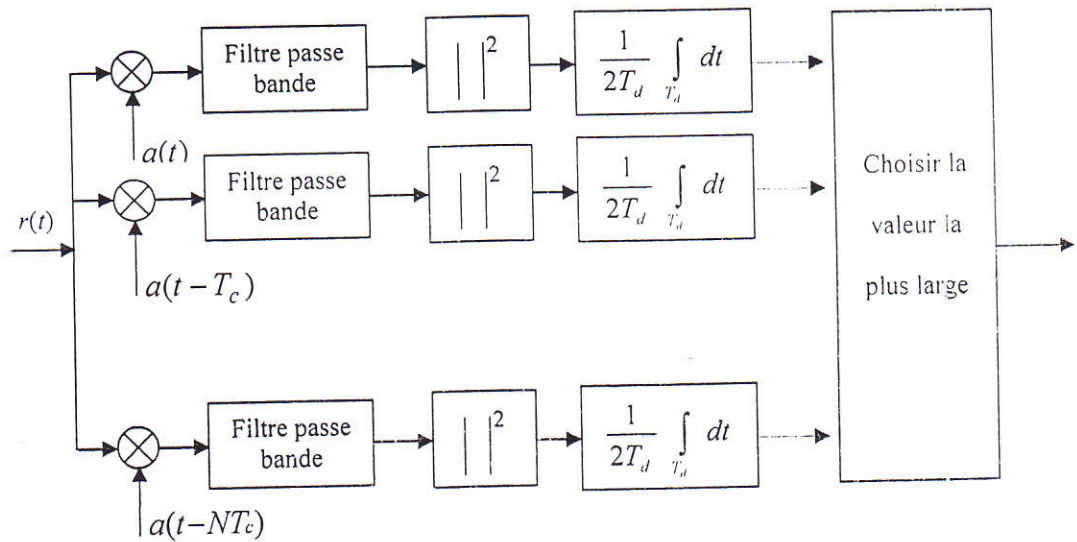


Figure. I.17 Circuit de la recherche parallèle.

I.6.3 Recherche Hybride :

La recherche série procède séquentiellement à travers toute la région d'incertitude pour permettre l'établissement d'une décision, ce qui augmente significativement le temps d'acquisition [9,15]. D'autre part, la recherche parallèle utilise plusieurs filtres adaptés, qui correspondent à toutes les phases possibles et pour différentes séquences de code PN. Le système de recherche parallèle vérifie toutes les phases possibles simultanément, ce qui permet de réduire le temps d'acquisition ; sauf que, la mise en œuvre sera plus complexe.

Pour palier à ce problème, un système hybride est proposé dans la littérature [15], pour arriver à un compromis entre le temps d'acquisition et la complexité du système.

Le système hybride combine la recherche série avec la recherche parallèle pour couvrir toute la région d'incertitude. Il a une structure plus simple que celle du système de recherche parallèle. Le schéma fonctionnel d'un système hybride est illustré par la figure (I.18).

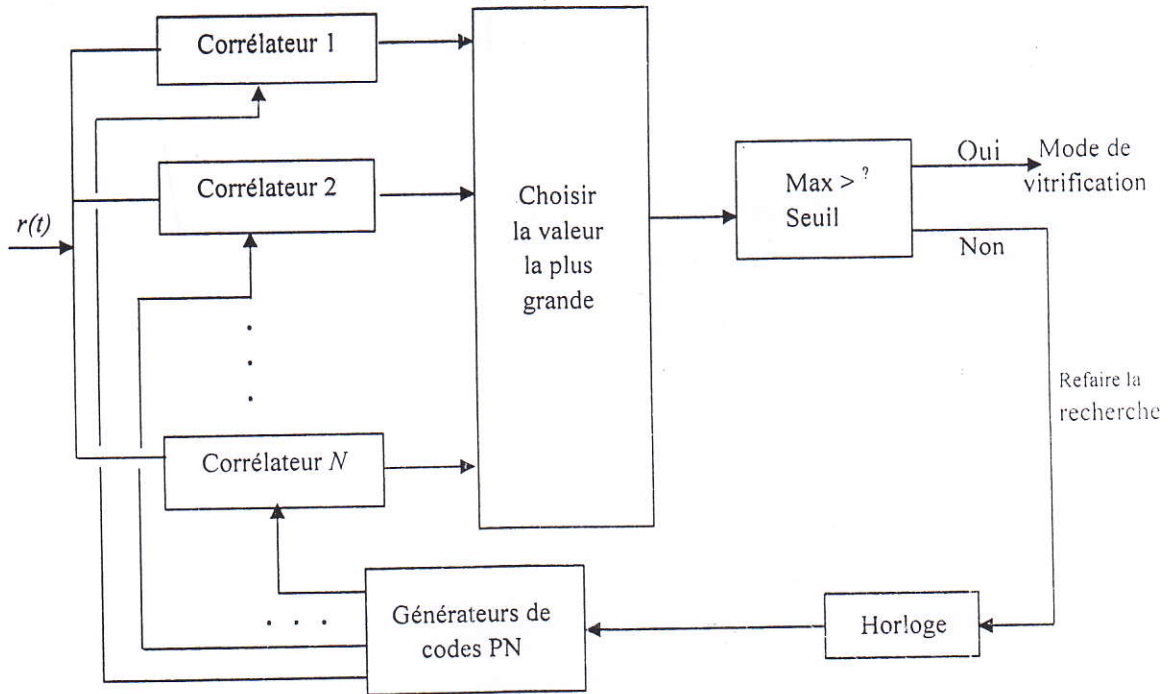


Figure. I.18 Circuit de recherche hybride.

I.7 CONCLUSION:

Dans ce chapitre, premièrement on a étudié les différentes techniques d'accès multiples à savoir le FDMA, le TDMA et le CDMA. De plus, on a vu le principe d'étalement du spectre suivi des séquences pseudo-aléatoires, qui sont générées à partir d'un registre à décalage binaire; à savoir les séquences binaires à longueur maximale, les séquences de Gold et les séquences de Kasami ; et enfin, on a donné une brève définition des stratégies de recherche les plus connues tel que; la recherche série, parallèle et hybride.

On abordera dans le prochain chapitre, l'analyse des détecteurs ; ainsi que, quelques critères de décisions.

II.1 INTRODUCTION:

Dans les systèmes de communication, le problème de la détection revient à observer le signal reçu et à prendre une décision concernant la présence ou l'absence du signal désiré. Cette situation peut être décrite en terme de teste d'hypothèses statistiques. En réalité, les niveaux de signal reçus sont inconnus; de ce fait, les techniques des seuils fixes ne peuvent pas être appliquées, parce qu'elles peuvent avoir, comme conséquence un nombre excessif de fausses alarmes. Cette raison, suggère l'utilisation des techniques adaptatives (seuil Adaptatif).

II.2 THEORIE DE DETECTION :

Comme l'indique la figure II.1, soit Z_e l'espace d'observation. Dans notre cas, nous divisons cet espace en deux sous-espaces, Z_{ei} correspondent au nombre d'hypothèses possibles H_i , $i = 0,1$. H_0 correspond au cas où, la phase présumée τ ne s'accroche pas avec la phase du code PN reçue (*non synchronisation*); alors que, H_1 signifie que la phase présumée τ s'accroche avec la phase du code PN reçu (*synchronisation*).

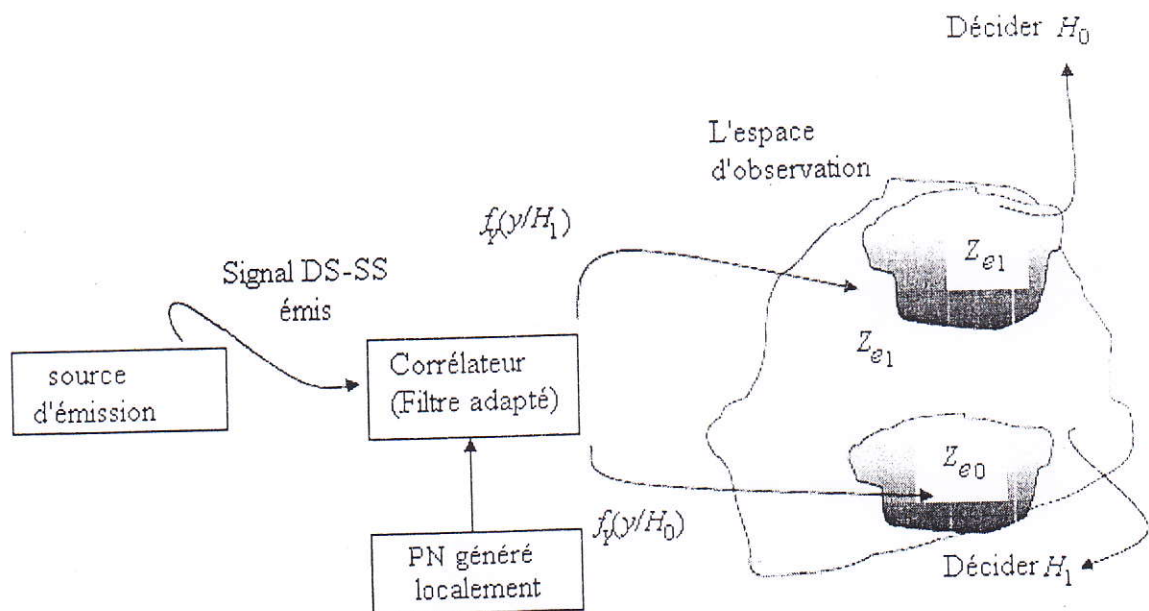


Figure II.1 Région de décision.

$F_y(y/H_i)$, $i = 0,1$, correspond à la densité de probabilité conditionnelle du signal reçu $r(t)$ après le corrélateur, sous l'hypothèse H_i , $i = 0,1$. Les différents sous-espaces Z_{ei} , $i = 0,1$, correspondent aux régions où, il sera opté pour les hypothèses H_i , $i = 0,1$. Les décisions correspondantes seront notées D_i , $i = 0,1$; ainsi, quatre situations sont possibles :

- (i) Décider H_0 ; alors que, H_0 vraie ($H_0 = 1$, $D_0 = 1$).

(ii) Décider H_0 ; alors que, H_1 vraie ($H_1 = 1, D_0 = 1$).

(iii) Décider H_1 ; alors que, H_0 vraie ($H_0 = 1, D_1 = 1$).

(iv) Décider H_1 ; alors que, H_1 vraie ($H_1 = 1, D_1 = 1$).

Dans ce qui suit, on utilise les notions suivantes:

$$P_b = \Pr(D_0 / H_1) = \int_{Z_{e_0}} P(Y / H_0) dr \quad (II.1)$$

$$P_{fa} = \Pr(D_1 / H_0) = \int_{Z_{e_1}} P(y / H_0) dr \quad (II.2)$$

$$P_m = \Pr(D_0 / H_1) = \int_{Z_{e_1}} P(y / H_1) dr \quad (II.3)$$

$$P_d = \Pr(D_1 / H_1) = \int_{Z_{e_1}} P(y / H_1) dr \quad (II.4)$$

À une phase donnée τ , la sortie du détecteur (ou la variable de décision) Z est comparée à un seuil fixe γ , pour prendre une décision au sujet de cette phase. Quand les codes (local et reçu) sont bien ajustés (Hypothèse H_1), la position synchrone sera bien détectée avec une probabilité de détection P_d et une probabilité de non détection P_m où, $P_m = 1 - P_d$. On précise que, si le décalage du code local est moins petit que la durée d'un chip, aussi bien que, dans le cas de l'ajout du bruit thermique, trajet multiple, interférence multi-accès et l'évanouissement du signal, on peut tomber dans des situations où, plus d'une position synchrone peut être trouvée dans la région d'incertitude. Ainsi, à la position synchrone (phase correcte), le détecteur déclarera que, les codes sont alignés chaque fois que la sortie du détecteur dépasse la valeur du seuil. La probabilité de détection où, la probabilité de bonne synchronisation est défini comme suit [22]:

$$P_d = P_Y \{y > \gamma / H_1\} = \int_{Z_{e_1}} f_{y/H_1}(y/H_1) dy = \int_{\gamma}^{+\infty} f_{y/H_1}(y/H_1) dy = 1 - F_{y/H_1}(\gamma) \quad (II.5)$$

F_{y/H_1} est la fonction densité cumulatif (cdf), ou fonction de répartition de Y sous H_1 .

Il existe des cas où la phase synchrone pourrait être incorrectement déclarée, avec une probabilité de fausse alarme où la cellule non synchrone pourrait être correctement détectée, avec une probabilité de $1 - P_{fa}$. La probabilité de fausse alarme ou la probabilité de mauvaise synchronisation est défini comme suit [22]:

$$P_{fa} = P_{\gamma} \{y > \gamma / H_0\} = \int_{z_{e1}}^{\infty} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy = \int_{\gamma}^{+\infty} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy = 1 - F_{Y/H_0}(\gamma) \quad (II.6)$$

F_{y/H_0} est la fonction densité cumulatif de Y sous H_0 . Nous supposons, comme indiqué dans [16,8], que La corrélation entre le signal reçu et le code local est environ zéro quand ils n'y a pas de synchronisation. Alors, les fonctions densités de probabilités conditionnelles $f_Y(y/H_i)$, $i=0,1$, sous l'hypothèse H_i seront données dans la section 3-2 de chapitre(III), pour un Canal Gaussien (AWGN, Additive White Gaussien Noise) et un Canal Gaussien avec évanouissement de Rayleigh.

II.3 LES CRITERES DE DECISION:

II.3.1 Critère de Bayes:

Dans cette section, on étudie l'approche Bayesienne aux problèmes de décision, qui est basée sur la connaissance, pour chaque hypothèse H_i , de la probabilité à priori pour que cette hypothèse se réalise:

$$P_i = \Pr\{\text{hypothèse } H_i\} \quad , i=(1,0) \quad (II.7)$$

Et qui associe, à chaque comportement possible du système de décision, un coût (équivalent à une pénalisation ou une récompense):

$$C_{ij} = \text{cout de décider } H_i \text{ quand } H_j \text{ est vraie.} \quad (II.8)$$

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

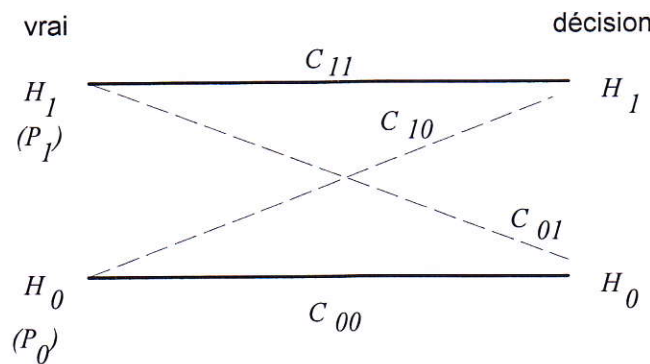


Figure II.2 : la définition de quantités pour un test binaire

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

Les tests de Bayes consistent à déterminer les régions de décision R_1 et R_0 de façon à minimiser la valeur moyenne du coût:

$$C = C_{00} \Pr\{H_0, H_0\} + C_{10} \Pr\{H_1, H_0\} + C_{01} \Pr\{H_0, H_1\} + C_{11} \Pr\{H_1, H_1\} \quad (II.9)$$

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

$$\Pr\{H_i, H_j\} = \Pr\{H_i | H_j\}P_j = \Pr\{r \in R_i | H_j\}P_j = P_j \int_{R_i} p(r | H_j) dr \quad (\text{II.10})$$

Où, l'on a exprimé la probabilité de décider H_i quand H_j est vraie comme la probabilité pour que les observations appartiennent à la région R_i où on décide H_i , étant donné que H_j est vraie.

Dans le cas de tests binaires, les deux régions de décision sont complémentaires, $R_i = \bar{R}_j$, et on peut donc écrire

$$\int_{R_i} p(r) dr = 1 - \int_{R_j} p(r) dr, \quad j \neq i; i, j = 0, 1 \quad (\text{II.11})$$

Avec ce résultat, on peut exprimer le coût de Bayes C en fonction d'une seule région:

$$C = C_{11}P_1 + C_{10}P_0 + \int_{R_0} [P_1(C_{01} - C_{11})p(r | H_1) - P_0(C_{10} - C_{00})p(r | H_0)] dr \quad (\text{II.12})$$

Les deux premiers termes dans cette expression ne dépendent pas des régions de décision, et constituent une pénalisation fixe. Pour minimiser C , il faut donc minimiser l'intégrale. Pour cela, on doit attribuer à R_0 tous les points de l'espace des observations pour lesquels l'intégrand est négatif, ce qui est équivalent à la règle de décision suivante:

$$\frac{p(r | H_1)}{p(r | H_0)} > \frac{P_0(c_{10} - c_{00})}{P_1(c_{01} - c_{11})} = \gamma \quad (\text{II.13})$$

où, on a défini le seuil γ :

$$\gamma = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \quad (\text{II.14})$$

On voit donc que, le test de Bayes conduit à comparer le rapport entre les densités de probabilités conditionnelles à un seuil (γ). On appelle le rapport des densités conditionnelles dans l'équation précédente, le rapport de vraisemblance.

Notons que, les tests de probabilité d'erreur moyenne minimale sont un cas particulier des tests de Bayes. Pour les obtenir, il suffit de prendre les valeurs de coût suivantes:

$$C_{00} = C_{11} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$C_{10} = C_{01} = 1 \quad (\text{II.16})$$

Pour lesquels le test optimal est

$$\frac{p(r | H_1)}{p(r | H_0)} > \frac{P_0}{P_1} \quad (II.17)$$

II.3.1.1 Rapport de Vraisemblance

Le rapport de vraisemblance (entre les densités de probabilité conditionnelles correspondant à chaque hypothèse), qui détermine les tests de Bayes, joue un rôle très important dans tous les problèmes de décision statistique et sera représenté par $\Lambda(r)$:

$$\Lambda(r) = \frac{p(r | H_1)}{p(r | H_0)} \quad (II.18)$$

En fait, si on considère que les densités conditionnelles résument notre connaissance sur chacune des hypothèses, ce rapport compare directement la vraisemblance des observations sous chacune des hypothèses.

Puisque, l'application d'une fonction monotone n'affecte pas la validité d'une inégalité, le test de Bayes est équivalent au test suivant:

$$\ln \Lambda(r) > \ln \gamma = \eta \quad (II.19)$$

Où, on a défini le nouveau seuil η :

$$\eta = \ln \gamma \quad (II.20)$$

II.3.2 Critère de Minimax :

Les tests minimax sont une autre façon de résoudre des problèmes de décision quand on ne connaît pas les probabilités a priori, et correspondent à choisir le test qui a la meilleure performance dans le cas le plus défavorable.

Pour dériver ce test, on commencera par analyser l'influence du choix du seuil sur le risque de Bayes. Admettons alors qu'une certaine valeur du seuil de décision est fixée, soit η_0 . Une fois que le seuil est fixé, la performance du test obtenu en comparant le rapport de vraisemblance avec lui, est déterminé:

$$P_F(\eta_0) = \Pr\{\Lambda(r) > \eta_0 / H_0\} \quad (II.21)$$

$$P_M(\eta_0) = \Pr\{\Lambda(r) < \eta_0 / H_1\} = (1 - P_D(\eta_0)) \quad (II.22)$$

Le coût de Bayes est donc:

$$C(\eta_0) = C_{11}P_1P_D(\eta_0) + C_{01}P_1P_M(\eta_0) + C_{00}P_0(1 - P_F(\eta_0)) + C_{10}P_0P_F(\eta_0) \quad (II.23)$$

Si on utilise dans cette équation les relations

$$P_D(\eta_0) + P_M(\eta_0) = 1 \quad (II.24)$$

et

$$P_0 + P_1 = 1 \quad (II.25)$$

On obtient une expression qui dépend uniquement de P_1 :

$$C(\eta_0) = C_{00}(1 - P_F(\eta_0)) + C_{10}P_F(\eta_0) + P_1[(C_{11} - C_{00}) + (C_{01} - C_{11})P_M(\eta_0) - (C_{10} - C_{00})P_F(\eta_0)] \quad (II.26)$$

De cette équation, on peut conclure que le coût de Bayes associé à ce test, pour cette valeur fixe du seuil, est une fonction linéaire de P_1 .

Ce test est le test optimal si la relation suivante est vérifiée:

$$\eta_0 = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} = \frac{(1 - P_1)(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \quad (II.27)$$

Ce qui est vrai pour:

$$P_1^0 = \frac{1}{\eta_0(C_{01} - C_{11}) / (C_{10} - C_{00}) + 1} \quad (II.28)$$

Pour toutes les autres valeurs de $P_1 \neq P_1^0$, le test optimal (qui correspond à un seuil différent) aura un coût inférieur. La figure suivante montre la variation du coût du test optimal, et du coût pour un seuil déterminé, en fonction de la valeur de la probabilité a priori :

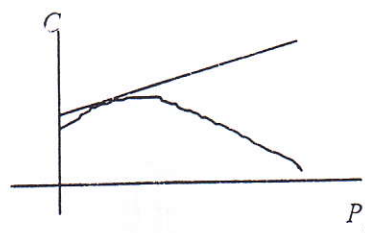


Figure II.3: Risque de Bayes pour le test fixe et pour le test optimal.

On déduit donc, que le coût pour un seuil fixe, est tangent à la courbe qui décrit le coût du test optimal pour chaque valeur possible de P_1 .

Les tests minimax correspondent à choisir le test optimal pour la situation où le coût est maximale, ce qui est obtenu en prenant le test qui a un coût constant pour toutes les valeurs possibles de la probabilité à priori. Pour obtenir ce test, on doit donc choisir un seuil qui conduit à des valeurs de P_M, P_F , tels que:

$$C_{11} - C_{00} + (C_{01} - C_{11})P_M - (C_{10} - C_{00})P_F = 0 \quad (\text{II.29})$$

Pour des coûts de Bayes qui sont différents de zéro, seulement pour les situations d'erreur, le test minimax est défini par

$$\frac{P_M}{P_F} = \frac{C_{10}}{C_{01}} \quad (\text{II.30})$$

II.3.3 Critère de Neyman-Pearson :

Pour construire le test de Bayes, c'est-à-dire, le coût moyen d'une décision, il faut connaître les probabilités a priori, P_i , $i=0,1$, qui déterminent la valeur du seuil auquel le rapport de vraisemblance est comparé. Pour beaucoup d'applications, ces valeurs ne sont pas connues, et on ne peut pas, en conséquence, appliquer l'approche Bayésienne, où encore, même si elles sont connues, le critère ajusté au problème n'est pas obtenu par des considérations de ce qui se passe pour tout l'ensemble de situations possibles. Les tests de Neyman-Pearson constituent, dans ces cas, une approche alternative.

Au lieu de considérer l'occurrence de chaque hypothèse comme un phénomène aléatoire, et d'optimiser la performance moyenne, les tests de Neyman-Pearson agissent directement sur les mesures de performance suivantes:

$$P_D = \Pr\{\text{décider } H_1 / H_1\} \quad (\text{II.31})$$

$$P_F = \Pr\{\text{décider } H_1 / H_0\} \quad (\text{II.32})$$

$$P_M = \Pr\{\text{décider } H_0 / H_1\} \quad (\text{II.33})$$

P_D est appelée la probabilité de détection, P_F la probabilité de fausse alarme, P_M et est la probabilité de non-détection ("miss"). Cette terminologie est dérivée des systèmes radar, où l'hypothèse H_1 est normalement associée à la présence d'une cible, et l'hypothèse H_0 à l'absence du cible.

On veut, usuellement, avoir une valeur de P_D la plus grande possible, et en même temps, une valeur de P_F la plus petite possible. Cependant, ces deux contraintes ne sont pas indépendantes, et sont même contradictoires: pour augmenter P_D on doit augmenter R_1 , et pour minimiser P_F on doit diminuer R_1 . Les tests de Neyman-Pearson correspondent à maximiser la probabilité de détection, avec une contrainte fixe sur la probabilité de fausse alarme :

$$\max P_D \text{ sous la contrainte } P_F = \alpha' \leq \alpha \quad (\text{II.34})$$

La solution est obtenue à travers l'utilisation des multiplicateurs de Lagrange, et est encore une fois, donnée par le rapport de vraisemblance:

$$\Lambda(r) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \lambda \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \quad (\text{II.35})$$

Où, maintenant le seuil λ est déterminé de façon à vérifier la contrainte:

$$P_F = \int_{\lambda}^{\infty} p(\Lambda | H_0) d\Lambda = \alpha \quad (\text{II.36})$$

Pour arriver à cette solution on minimise la fonction F , qui est obtenue en ajoutant à la fonction à minimiser (la probabilité de non-détection), le multiplicateur de Lagrange fois la contrainte (si la contrainte est vérifiée, on aura minimisé la fonction originelle):

$$\begin{aligned} F &= P_M + \lambda [P_F - \alpha'] \\ &= \int_R p(r | H_1) dr + \lambda \left[\int_R p(r | H_0) dr - \alpha' \right] \\ &= \lambda(1 - \alpha) + \int_R (p(r | H_1) - \lambda p(r | H_0)) dr \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

Il résulte immédiatement de cette expression que, la règle de décision optimale est encore la comparaison du rapport de vraisemblance avec un seuil (λ), qui doit être déterminé de façon à satisfaire la contrainte. Ceci est obtenu en définissant R_0 comme l'ensemble des points r où, la fonction intégrée est négative.

II.4 DETECTEURS A TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT (CFAR) :

Les critères de détection étudiés précédemment, se ramènent à la comparaison du signal reçu à un seuil fixe calculé au préalable. Ce seuil produit, soit un nombre excessif de fausse alarme, soit une faible probabilité de détection; dès que, les caractéristiques statistiques du cutter et du bruit changent. En effet, pour une probabilité de fausse alarme de consigne de 10^{-8} , une augmentation de 3 dB dans le niveau du bruit peut causer, une augmentation de la probabilité de fausse alarme d'un facteur de l'ordre de 10^4 , comme indique la figure II.4. C'est pour cette raison que nous sommes conduits à adopter des méthodes à seuillage adaptatif, pour maintenir le taux de fausse alarme constant (CFAR, Constant False Alarm Rate).

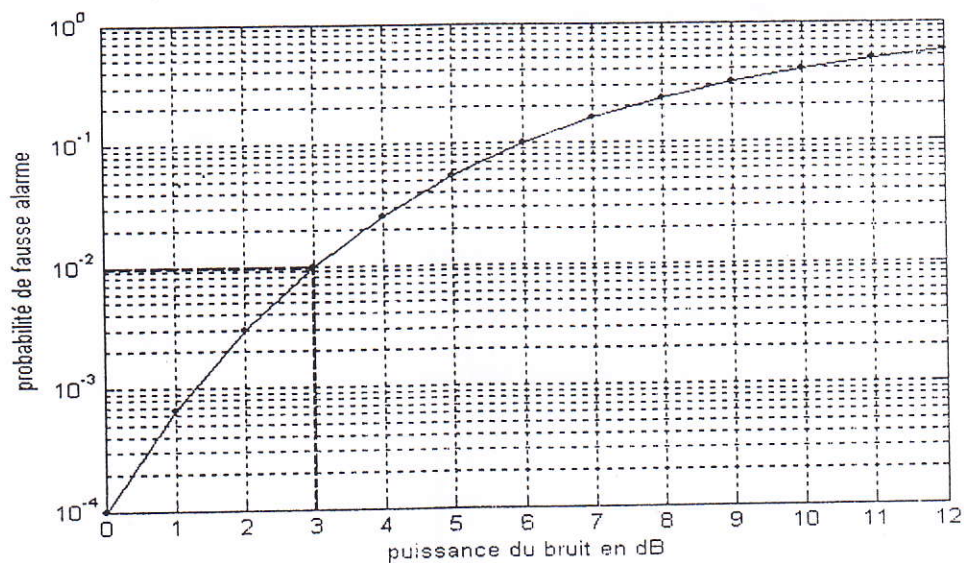


Figure II.4 Sensibilité de la probabilité de fausse alarme à la puissance du bruit (dB).

Le seuil est la valeur de référence pour décider si la cellule courante est acceptée ou refusée. Le choix de cette valeur dépend des tests statistiques employés par le détecteur. Cette valeur peut être fixe pour toutes les cellules, ou peut être différente d'une cellule à une autre [11,21].

Les méthodes conventionnelles d'acquisition utilisent une valeur de seuil fixe, ce qui pose des problèmes de variations des probabilités de détection et de fausse alarme, lorsque l'environnement change. Pour choisir une valeur seuil, un système conventionnel fait plusieurs tests avec différentes valeurs seuil, par simulation dans un environnement spécifique.

Après toutes ces itérations, le système choisit une valeur optimale. Donc, ces systèmes sont incapables de donner une bonne qualité de service pour les utilisateurs, parce qu'ils ne peuvent pas s'adapter aux différents environnements.

Pour résoudre ce problème, on fait appel à des méthodes bien connues dans le domaine de la détection radar; dans lesquelles, on peut changer la valeur seuil d'une façon adaptative, en utilisant un taux de fausse alarme constant, ce qui est connu sous le nom *CFAR* (Constant False Alarm Rate) [21,23]. Par conséquent, le système d'acquisition sera capable de s'adapter aux différents environnements de communication mobile.

L'idée de base de l'algorithme CFAR, est de calculer le seuil à partir de la pdf du signal de sortie du corrélateur. Ainsi, le seuil sera une fonction de la probabilité de fausse alarme préalablement fixée, et de la puissance du bruit estimée. Il existe plusieurs procédés de détection CFAR, ils sont tous basés sur le principe du schéma de la figure II.5.

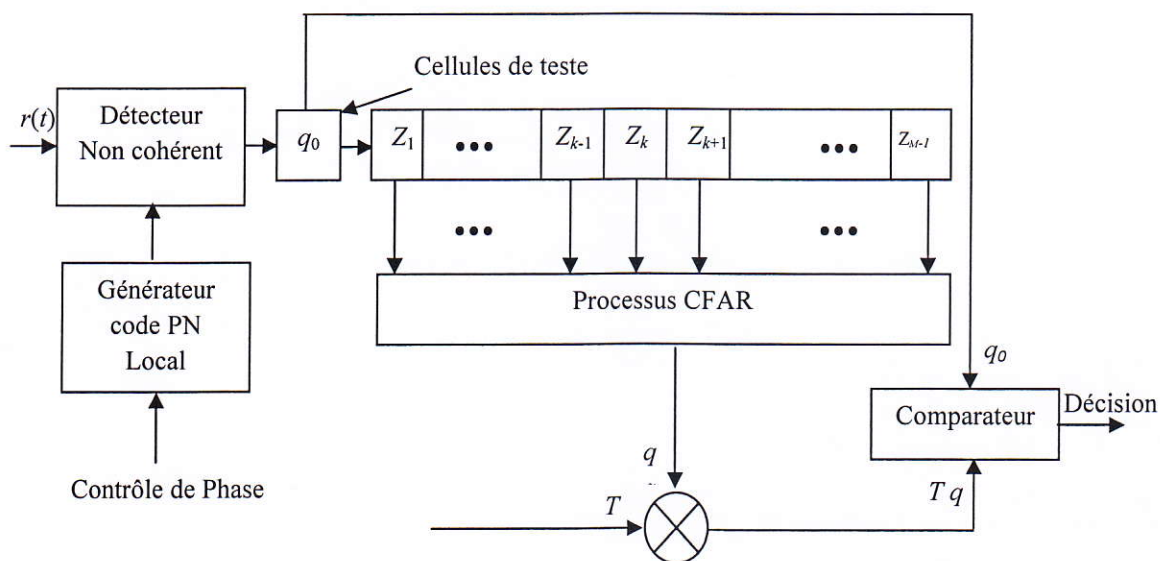


Figure II.5 Schéma fonctionnel d'un détecteur *CFAR*.

Pour chaque cellule testée dont la sortie est notée q_0 , nous considérons une fenêtre de M cellules de référence, dont $M - 1$ cellules sont situées de part et d'autre de la cellule test. Le rôle du processeur *CFAR* est d'estimer la puissance locale q du clutter à partir des observations z_1, z_2, \dots, z_M , disponibles dans la fenêtre de référence, et elles peuvent contenir le signal de la cible. La constante du seuillage T , est calculée de manière à assurer une probabilité de fausse alarme P_{fa} désirée. La décision finale sur la présence du signal est effectuée par comparaison entre l'échantillon q_0 et un seuil, dont la valeur est le produit Tq .

Il existe plusieurs processeurs *CFAR*, pour les différents environnements [21]. La différence entre des diverses procédures *CFAR*, réside dans la méthode retenue, pour effectuer

l'estimation de la puissance du clutter, selon le type d'environnement. Dans ce qui suit, on va citer quelques détecteurs *CFAR*, en donnant une brève explication pour chaque détecteur.

Les algorithmes de détection basés sur la technique *CFAR* sont utilisés, pour détecter des informations noyées dans des signaux parasites de différentes distributions. Selon le modèle de distribution, on adopte le détecteur convenable, pour améliorer la détection des signaux.

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*, ce détecteur a des capacités de régulariser la probabilité de fausse alarme et ces performances s'améliorent. Dans le cas où des signaux interférents sont présents, les performances du détecteur *CA-CFAR* sont sérieusement affectées. Pour cela, le détecteur *OS-CFAR* [13], 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.

II.4.1 Détecteur *CA-CFAR* :

Le détecteur conventionnel *CA-CFAR* est indiqué sur la figure II.6. Le signal provenant de la cellule test est comparé à un seuil adaptatif. Ce dernier, est obtenu à partir de la somme arithmétique des cellules de la fenêtre de référence, si l'écho de la cellule test dépasse ce seuil, une acquisition est réalisée.

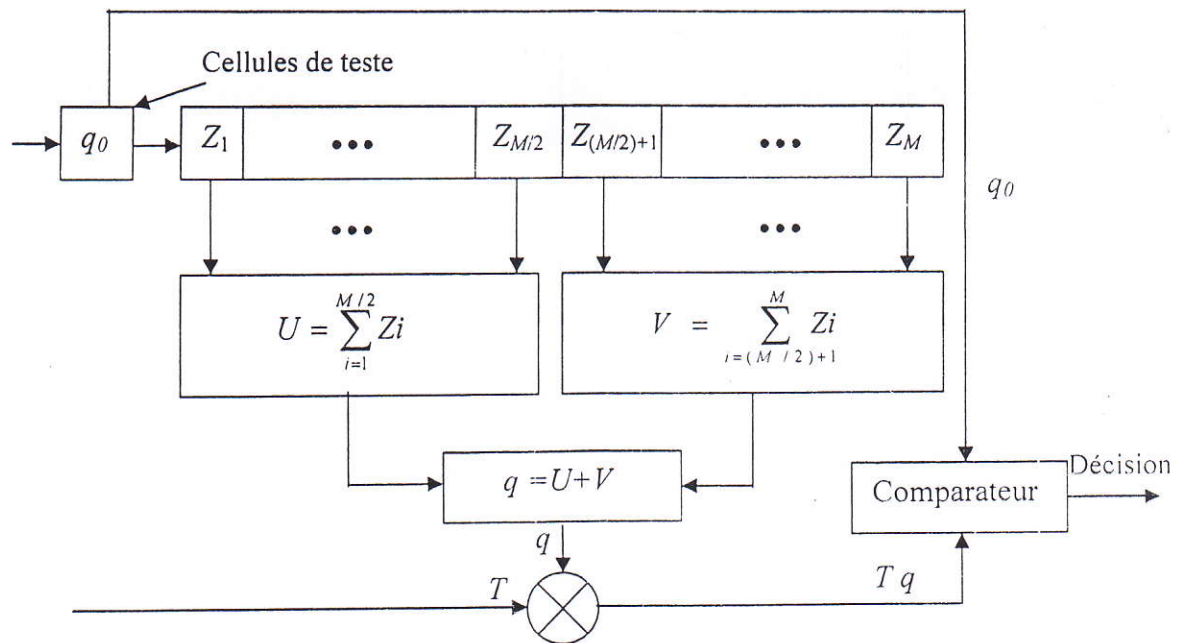


Figure II.6 Détecteur CA-CFAR.

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 comme indiqué sur la figure II.7, 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 II.7 (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 capture » (Figure II.7 (b)).

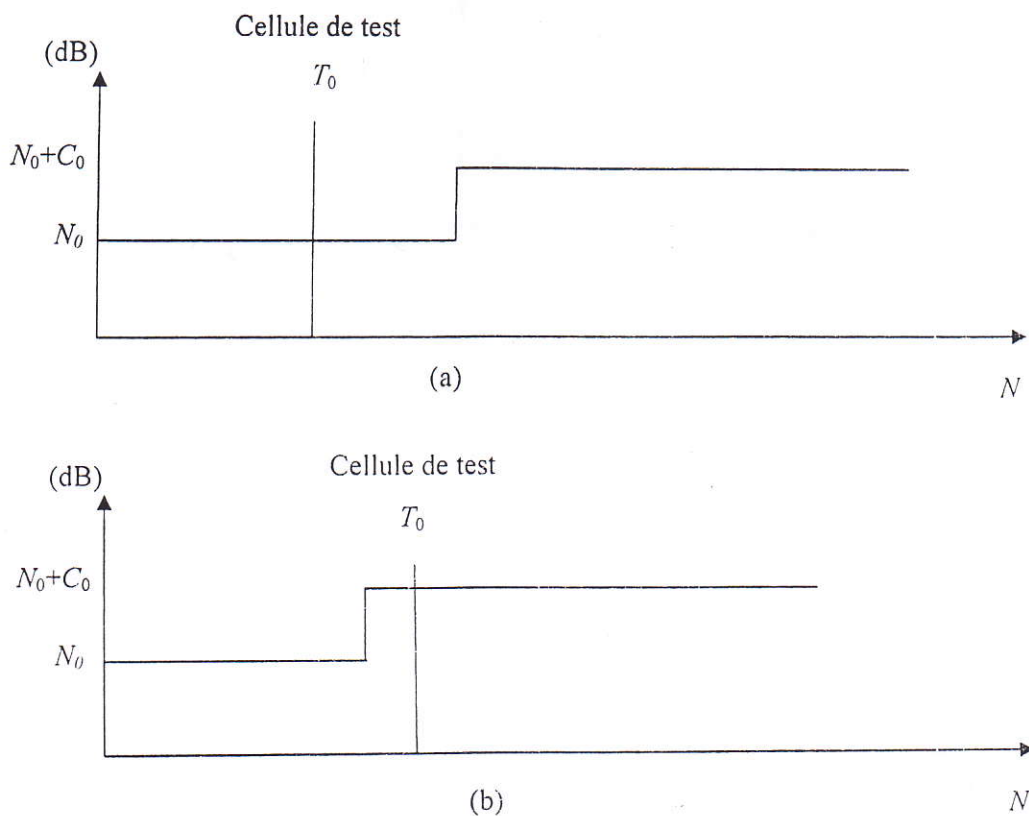


Figure II.7 Modèles d'environnement (a, b).

II.4.2 Détecteur GO-CFAR :

Le détecteur *GO-CFAR* proposé par [24], est utilisé dans le cas où la cellule testée et quelques cellules de référence contiennent du clutter. Cette méthode consiste à prendre le maximum de U et V comme indiqué sur la figure II.8.

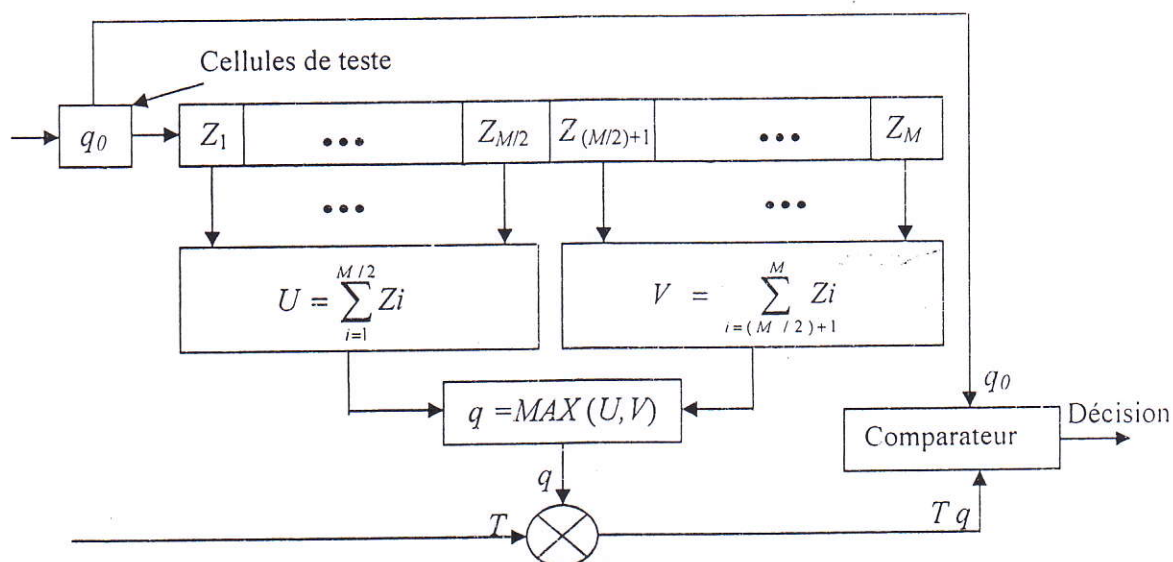


Figure II.8 Détecteur GO-CFAR.

II.4.3 Détecteur SO-CFAR :

Le détecteur *SO-CFAR* proposé par [24], est utilisé dans le cas où la cellule testée contient le bruit; alors que, quelques cellules référence contiennent du clutter. Cette méthode consiste à prendre le minimum de U et V , comme indiqué sur la figure II.9.

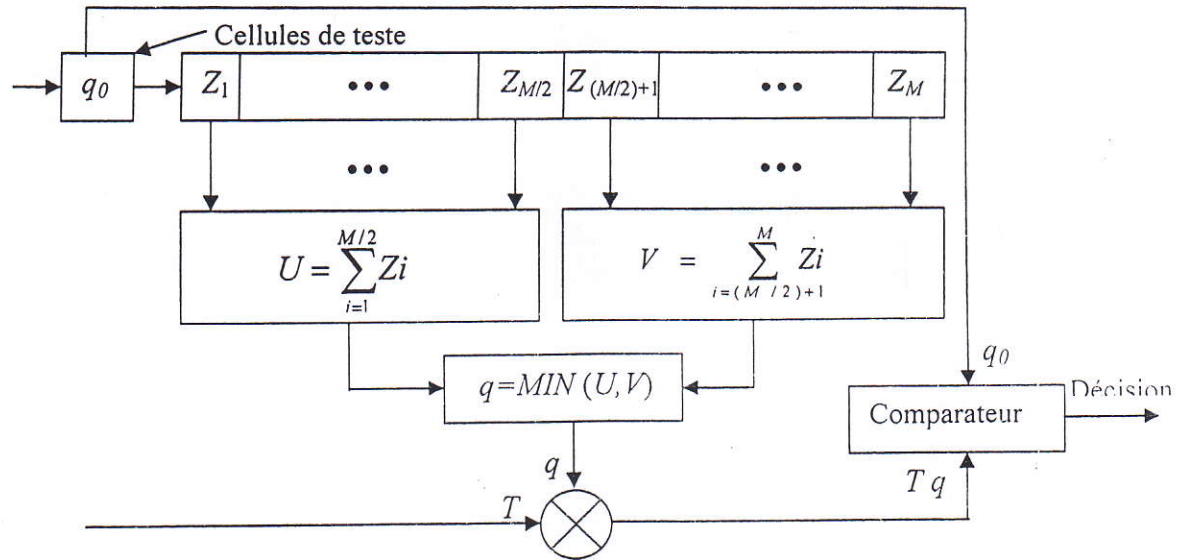


Figure II.9 Détecteur *SO-CFAR*.

II.4.4 Détecteur OS-CFAR :

Le détecteur *OS-CFAR* proposé par [24], est illustré par la figure II.10. Dans ce détecteur, les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant tel que :

$$X_{(1)} < X_{(2)} < \dots < X_{(k)} < \dots < X_{(M-1)} < X_{(M)} \tag{II.38}$$

La sortie x_{os} du processus *OS-CFAR* est donnée par, $x_{os} = x_{(k)}$. Le signal provenant de la cellule test est comparé à un seuil adaptatif, ce dernier est obtenu à partir de la cellule de référence $x_{(k)}$ multiplié par un facteur T , calculé à partir de la probabilité de fausse alarme du détecteur *OS-CFAR*.

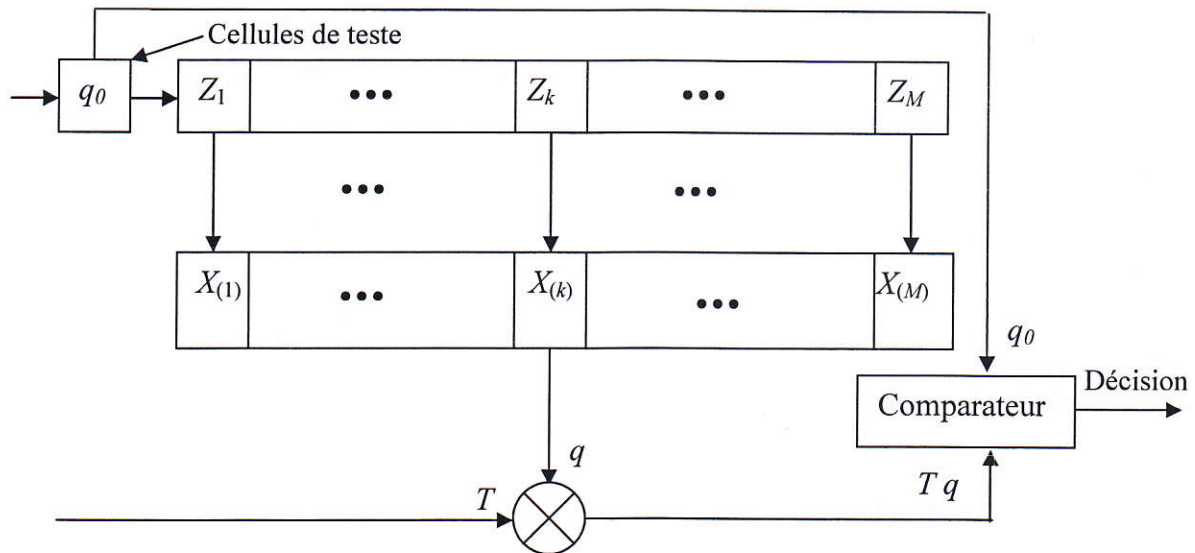


Figure II.10 Détecteur OS-CFAR.

II.4.5 Les détecteurs And-CFAR (ET) et OR-CFAR (OU) :

Les deux détecteurs *And-CFAR* et *OR-CFAR* améliorent et font une combinaison entre deux algorithmes *CFAR*. La figure II.11, donne le schéma fonctionnel généralisé du détecteur *And-CFAR* et *OR-CFAR*

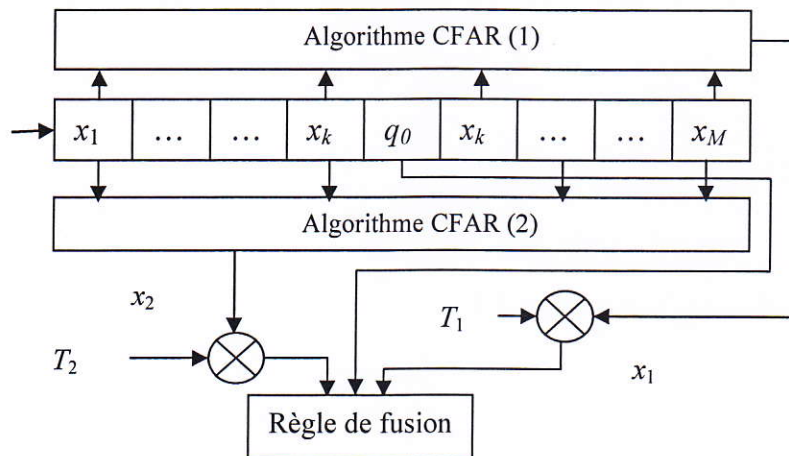


Figure II.11 Schéma fonctionnel généralisé du détecteur *And-CFAR* et *OR-CFAR*.

Pour l'application de l'algorithme *And-CFAR*, on choisit la cellule test qui a la grande valeur des deux seuils T_{1x_1} et T_{2x_2} des deux algorithmes *CFAR*, le critère de décision pour cet algorithme est :

$$\begin{matrix}
 H_1 \\
 q_0 \geq X_{And} = \text{Max}(T_{1x_1}, T_{2x_2}) \\
 H_0
 \end{matrix}
 \tag{II.39}$$

Pour l'application de l'algorithme *OR-CFAR*, on choisit la cellule test qui a la petite valeur des deux seuils T_{x_1} et T_{x_2} des deux algorithmes *CFAR*, le critère de décision pour cet algorithme est :

$$q_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} X_{OR} = \text{Min} (T_{1x_1}, T_{2x_2}) \quad (\text{II.40})$$

II.5 DETECTEUR QUADRATIQUE :

Le détecteur d'énergie est la structure employée pour effectuer l'opération de corrélation. Le détecteur joue un rôle fondamental dans l'exécution du procédé d'acquisition, et sa tâche est de détecter avec un degré élevé de fiabilité la présence des phases synchrones ou non synchrones. La corrélation du signal est calculée sur une période finie T_c , connue sous le nom « temps d'intégration, temps d'observation ou longueur de corrélation dans le cas discret ». Deux approches de base sont possibles ici, à savoir la détection cohérente et la détection non cohérente.

En général, la détection cohérente n'est pas employée dans le contexte de l'acquisition à cause de la condition d'information sur la phase de la porteuse.

Cette condition est parfois impossible à réaliser dans le cas d'un signal de très faible DSP (Densité Spectral de Puissance), en particulier dans les scénarios avec un rapport SNR (SNR, Signal to Noise Ratio) faible. L'acquisition à base d'un détecteur non cohérent est toujours utilisée; nous avons considéré, comme montre la figure II.12, un détecteur quadratique à base d'un filtre adapté (MF : Matched Filter) [9,16]:

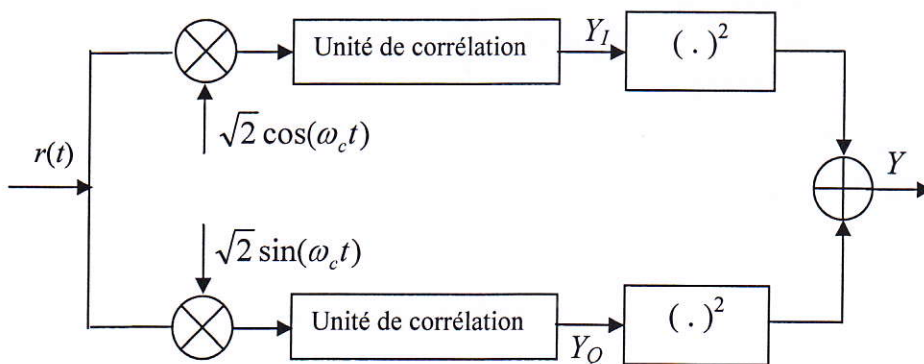


Figure II.12 Détecteur I-Q quadratique non cohérent basé sur un filtre adapté.

II.6 SYNCHRONISATION :

L'analyse de la performance de tout système *CDMA* nécessite la synchronisation entre la phase et le code PN local à plus ou moins une fraction de chip. La synchronisation est une tâche très importante dans les systèmes à séquence directe, elle s'effectue en deux étapes: l'acquisition qui est une synchronisation initiale et la poursuite, qui est une synchronisation précise. L'acquisition est la tâche la plus importante et la plus difficile. Etant donné l'acquisition initiale, la poursuite du code est une tâche relativement simple à accomplir.

On va introduire les diverses techniques utilisées pour effectuer cet alignement. Elles sont toutes basées sur le principe décrit par la figure(II.13).

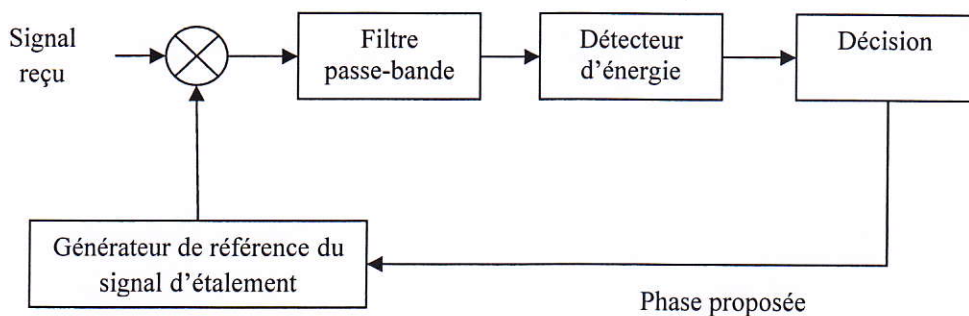


Figure II.13: Circuit général d'acquisition.

Le récepteur admet une phase proposée par hypothèse pour la séquence d'étalement et essaye de dés-étaler le signal reçu par cette même phase [2,3]. Si la phase proposée est assortie avec la séquence du signal reçu, le signal à bande large sera dés-étalé correctement, et va donner l'information à bande étroite originale. On emploie alors, un filtre passe-bande d'une largeur de bande similaire à celle du signal à bande étroite, pour récupérer l'énergie du signal utilisé pour le dés-étalement. Puisque la phase proposée est égale à celle du signal reçu, le filtre passe-bande va regrouper toute l'énergie. Dans ce cas, le récepteur décide qu'une synchronisation rigoureuse est achevée, et va activer la boucle de la poursuite pour effectuer une synchronisation fine. Dans le cas contraire, si la phase proposée est différente de celle du signal reçu, le dés-étaleur va donner une sortie à bande large, et le filtre passe-bande récupérera seulement une petite portion de l'énergie. Le récepteur décide alors que la phase proposée est incorrecte, et refait l'essai avec d'autres phases.

II.6.1 TEMPS D'ACQUISITION :

Le paramètre le plus important dans le processus d'acquisition est le temps de recherche requis pour trouver l'hypothèse de synchronisation correcte. Si la recherche a procédé par toutes les possibilités sans accepter l'hypothèse correcte, le processus se répète. Par

conséquent, une recherche périodique peut être décrite par un diagramme circulaire [14,6] comme montré dans la figure (II.14).

Du diagramme d'état illustré dans la figure (II.14), on remarque que la probabilité de miss :

$$P_m = 1 - P_d - P_{fa|H_1} \quad (\text{II.36})$$

La moyenne du temps d'acquisition du système proposé peut être obtenue à partir du diagramme d'état [4] :

$$E[T_{acq}] = \left. \frac{dH(z)}{dz} \right|_{z=1} \quad (\text{II.37})$$

où, $H(z)$ est la fonction génératrice du diagramme d'état.

Dans la dérivation de la moyenne du temps d'acquisition, on va tenir compte des hypothèses suivantes:

(i) La probabilité de commencer est égale à chaque nœud, avec distribution uniforme du code PN entrant.

(ii) Un début au nœud de phase correcte (l'état 1) est exclu.

Les gains des différentes branches sont comme suit :

$$H_D(z) = P_d z^{NT_c} \quad (\text{II.38})$$

$$H_{FA_1}(z) = P_{fa|H_1} z^{NT_c} \quad (\text{II.39})$$

$$H_{FA_0}(z) = P_{fa|H_0} z^{NT_c} \quad (\text{II.40})$$

$$H_M(z) = P_m z^{NT_c} \quad (\text{II.41})$$

$$H_R(z) = z^{KNT_c} \quad (\text{II.42})$$

$$H_{NFA}(z) = (1 - P_{fa|H_0}) z^{NT_c} \quad (\text{II.43})$$

On pose

$$H_T(z) = H_{NFA}(z) + H_{FA_0}(z) + H_R(z) \quad (\text{II.44})$$

II.7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a vu que la limitation principale dans les systèmes *CDMA* était le déphasage entre l'émetteur et le récepteur, ce qui nécessite une synchronisation de la séquence PN du code généré localement avec la séquence PN du signal reçu. La synchronisation s'effectue généralement en deux étapes : l'acquisition du code, et le cheminement. On a vu les diverses techniques utilisées pour effectuer l'alignement des séquences PN, où on s'est basé sur les méthodes adaptatives qui utilisent la technique *CFAR*, c'est pourquoi on a défini cette technique, en donnant quelques types de détecteurs *CFAR*.

Dans le chapitre suivant, nous donnons un développement mathématique détaillé des algorithmes *CA-CFAR* et *OS-CFAR* puis nous discutons les résultats de simulations obtenus, après l'application de ces algorithmes dans les systèmes de communication *DS/CDMA* à stratégie de recherche hybride.

APPLICATION DES ALGORITHMES CFAR DANS LES SYSTEME DS/SS

Résumé

Dans ce chapitre, nous donnons un développement mathématique des algorithmes utilisés, puis des discussions concernant les résultats de simulation obtenus.

- III.1 INTRODUCTION
- III.2 DESCRIPTION DU SYSTEME
- III.3 LES CANAUX DE TRANSMISSION
- III.4 DEVELOPPEMENT MATHEMATIQUE
- III.5 DISCUSSION DES RESULTATS
- III.6 CONCLUSION

III.1 INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous formulons le développement mathématique du système dans un environnement Gaussien (AWGN), et dans un environnement à utilisateurs multiples; où, chaque utilisateur peut recevoir son signal de plusieurs trajets, ce qui pose le problème de fading. Nous considérons, dans notre travail, un fading de type Rayleigh; ce qui veut dire que, le trajet direct n'existe pas. Nous dérivons les expressions des probabilités de détection et de fausse alarme, en suite nous discutons les résultats de simulation obtenus.

III.2 DESCRIPTION DU SYSTEME :

La figure (III.1), montre le schéma fonctionnel du système proposé pour l'acquisition du code PN dans les systèmes *DS-CDMA*, ce système est adaptatif de structure hybride. Le système sous description se compose de M corrélateurs, combinées d'une manière non cohérente et additionnées, pour être employées comme entrées au détecteur adaptatif, utilisant des processeurs *CFAR*.

Les signaux reçus sont corrélés par M corrélateur utilisant différentes phases pour le code PN généré localement ; chaque région est obtenue en divisant la région d'incertitude entière L_C par M . Par conséquent, il doit y avoir L_p itérations pour rechercher la région d'incertitude entière. D'où $L_p = \left\lceil \frac{L_C}{M} \right\rceil$, où L_C est la longueur de la séquence PN (la région d'incertitude du code)

La détection est effectuée par un détecteur adaptatif, qui emploie les processeurs *CFAR* ; ainsi, la structure de ce détecteur est identique à celle schématisée dans la figure (II.5). Si le AD (adaptive detector) déclare que, la cellule actuelle est correcte, la boucle de cheminement (poursuite) est activée, parce que la séquence PN locale est retardée par ΔT_C ; ou, T_C est le temps du chip (durée d'un bit de la séquence PN). Dans ce cas, la prochaine cellule est alors examinée et le test entier se répète. Généralement, la valeur de Δ est de 0.25, 0.5 ou 1, car la synchronisation est formée à moins d'un chip [20].

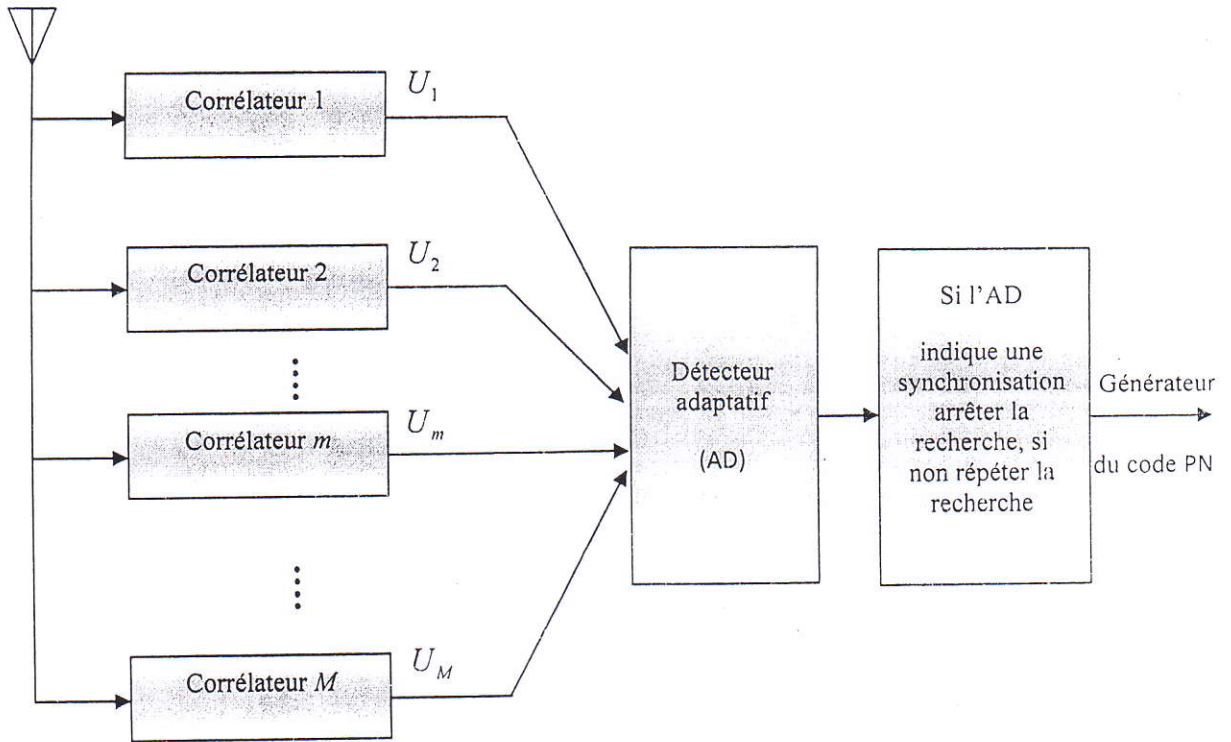


Figure III.1 Schéma fonctionnel du système proposé.

Dans le cas contraire, si le détecteur adaptatif (AD) déclare H_0 , la phase du deux codes (reçu et locale) est automatiquement ajustée et le teste se répète.

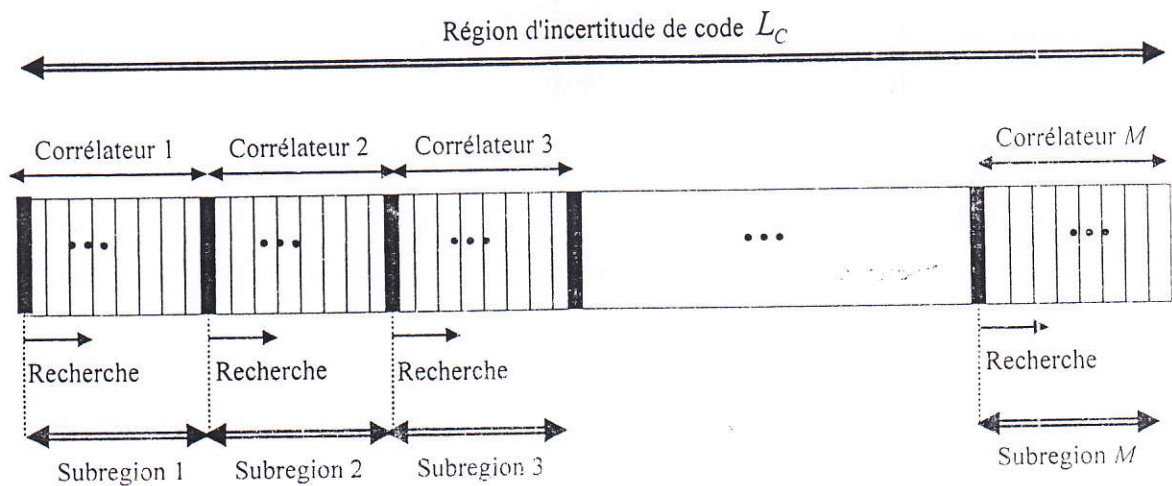


Figure III.2 Méthode de recherche du système proposé.

Pour l'opération d'adaptation dans le processeur de décision, la valeur seuil du comparateur dans le détecteur adaptative (AD), est adaptée selon la puissance des signaux entrants. En conséquence, les sorties du corrélateur sont envoyées en série vers un registre à décalage de longueur M après du mise en ordre croissant. Le premier registre, dénoté par Y , enregistre le résultat de la multiplication, de la puissance du signal entrant, avec la valeur de la corrélation partielle, entre les séquences PN entrantes et celles localement générées. Les $M-1$ registres suivants, dénotés par Z_j , $j = 1, 2, \dots, M-1$, sont appelés «fenêtre de référence», et enregistrent le rendement des $M-1$ phases précédentes.

Dans le développement de la probabilité de détection et le taux de fausse alarme, pour un canal Gaussien et un canal subissant un évanouissement de Rayleigh, noyé dans un bruit additif blanc Gaussien, les mêmes suppositions que dans [6] sont considérées, c'est-à-dire:

- (i) Il existe un échantillon qui correspond à la phase correcte (une cellule H_1 seulement).
- (ii) Les sorties de chaque corrélateur sont indépendantes, parce que les M corrélateurs testent différentes phases.
- (iii) Si deux corrélateurs, ou plus déclarent la synchronisation, le système ignore la phase courante et teste la phase suivante.
- (iv) Le système utilise des corrélateurs en quadrature de phase à filtre adapté.
- (v) Le durées de corrélation $N \gg 1$, est choisie tels que, la corrélation de la séquence reçue et la séquence générée localement est à environ zéro, lorsque celles-ci ne sont pas en phase (cellules H_0).
- (vi) La région d'incertitude est égale à longueur totale L_c du code.

La figure (III.3), montre un schéma fonctionnel détaillé de la détection adaptatif illustré dans la figure (III.1).

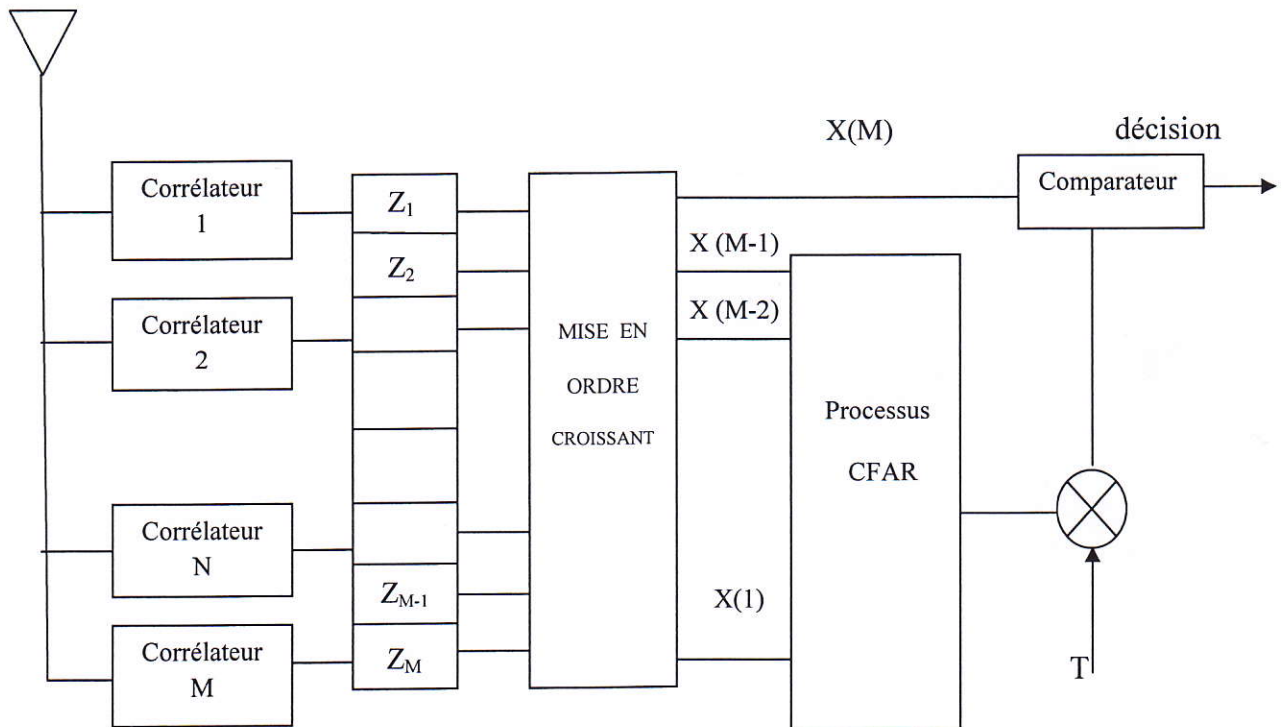


Figure III.3 Bloc de détection adaptative de la figure (III.1)

III.3 CANAUX DE TRANSMISSION :

Maintenant, comme nous avons défini les détecteurs et les critères de détections, nous allons définir le canal de transmission. Les canaux les plus utilisés pour le milieu clos, sont les canaux *AWGN* (Additif White Gaussien Noise), et le canal multi-trajets. Le premier est utilisé afin de reproduire le bruit ; alors que, les deuxième sera utilisé pour évaluer les performances par la présence des multi-trajets.

III.3.1 Canal Gaussien AWGN (Additive White Gaussien Noise) :

Le canal AWGN permet une représentation fidèle de la majorité des liaisons radio en visibilité directe, il est utilisé lorsque le bruit de la liaison est dû uniquement aux bruits thermiques. Dans ce cas, le bruit est modélisé par un processus gaussien de moyenne nulle.

Nous présentons ci-dessous le modèle du signal au niveau du récepteur, qui est donné par ce cas implique, $R(t) = 1$ et $\xi(t) = 0$, dans l'équation ci-dessous:

$$r_r(t) = \sqrt{2SR(t)}d(t - \tau T_C)P(t - \tau T_C)e^{j(\omega_p + \phi_p)}e^{j\xi(t)} + N(t) \quad (III.1)$$

a) *Synchronisation (hypothèse H_1)* : S'il y a une synchronisation, automatiquement les deux codes (reçu et local) sont corrélés. Les statistiques obtenues à la sortie du corrélateur,

adapté dans les deux branches I et Q , ont des distributions Gaussiennes non centrés. La non centralisation est due à la valeur de corrélation pondérée par la puissance du signal donnant [1,16] :

$$Y_I = NT_C \sqrt{\frac{S}{2}} + \text{Gauss}(0, (\sigma_{N,I})^2) = \text{Gauss}(NT_C \sqrt{\frac{S}{2}}, (\sigma_{N,I})^2) \quad (\text{III.2})$$

$$Y_Q = NT_C \sqrt{\frac{S}{2}} + \text{Gauss}(0, (\sigma_{N,Q})^2) = \text{Gauss}(NT_C \sqrt{\frac{S}{2}}, (\sigma_{N,Q})^2) \quad (\text{III.3})$$

Sachant que, $\text{Gauss}(NT_C \sqrt{S/2}, (\sigma_N)^2)$ est un bruit blanc Gaussien aditif de moyenne, $NT_C \sqrt{S/2}$ et de variance, $\sigma_N^2 = (\sigma_{N,I})^2 = (\sigma_{N,Q})^2 = (N_0/2)NT_C$; où, N est la longueur de corrélation et $N_0/2$, est la DSP (densité spectral de puissance) bilatéral du bruit thermique.

La statistique obtenue à la sortie du détecteur mentionné dans la figure II.12, est égale à : $Y = |Y_I|^2 + |Y_Q|^2$. Puisque Y_I et Y_Q suivent des lois Gaussiennes non centrés, d'après [8], la statistique Y est une variable aléatoire qui suit la distribution *Khi-deux* « *chi-square* » non centré avec 2 degrés de liberté. La fonction densité de probabilité s'écrit sous la forme suivante :

$$f_y(y/H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{-\frac{y+m^2}{2\sigma_N^2}} I_0\left(m\sqrt{y}/2\sigma_N^2\right) \quad (\text{III.4})$$

$I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de premier degré et d'ordre zéro.

La variance du bruit après le corrélateur est égale : $\sigma_N^2 = (N_0/2)NT_C$, et le paramètre de non centralisation:

$$m^2 = (m_I)^2 + (m_Q)^2 = (NT_C \sqrt{S/2})^2 + (NT_C \sqrt{S/2})^2 = N_2 T_C^2 S \quad (\text{III.5})$$

b) *Non Synchronisation (hypothèse H_0)*: Suivant la considération cité ci-dessus, la corrélation entre le signal reçu et le code local est environ zéro, quand ils n'y a pas de synchronisation.

La partie réelle Y_I , et la partie imaginaire Y_Q , de Y , sont des variables aléatoires Gaussiennes indépendantes centrés avec des variances identiques. $\sigma_N^2 = (N_0/2)NT_C$. Alors, la statistique Y suit une distribution *Khi-deux* «*chi-square*», centré avec 2 degrés de liberté, et sa fonction densité de probabilité est donnée par:

$$f_Y(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \quad (\text{III.6})$$

III.3.2 Canal Gaussien (AWGN) avec Évanouissement de Rayleigh :

Nous considérons le cas d'un évanouissement de Rayleigh, $R(t)$ et $\xi(t)$ ne sont plus des constantes dans l'équation (III.1); mais plutôt, des variables aléatoires qui suivent respectivement la loi de probabilité de Rayleigh, pour l'amplitude et la loi uniforme dans l'intervalle $[-\pi, +\pi]$ pour la phase. Dans la pratique, il existe en général deux types d'évanouissements « lent et rapide » [12]. L'évanouissement lent, qui est considéré dans cette analyse est caractérisé d'après [12] par l'amplitude $R(t)$, comme la phase $\xi(t)$ dans l'équation (III.1), et demeurent donc constantes pendant le temps d'observation ou le temps de corrélation $N T_C$. Alors ,

$$R(t) = \alpha \quad (\text{III.7})$$

et

$$\xi(t) = \xi \quad (\text{III.8})$$

sachant que, α et ξ sont constantes pendant l'intervalle: $0 \leq t \leq (N-1) T_C$.

a) Synchronisation (hypothèse H_1) : De la même façon que la section précédente, les statistiques Y_I et Y_Q sont exprimées de la façon suivante:

$$Y_I = NT_C \sqrt{\alpha^2 (S/2)} + \text{Gauss} (0, (\sigma_N^I)^2) = \text{Gauss} (NT_C \sqrt{\alpha^2 (S/2)}, (\sigma_N^I)^2) \quad (\text{III.9})$$

et

$$Y_Q = NT_C \sqrt{\alpha^2 \frac{S}{2}} + \text{Gauss} (0, (\sigma_N^Q)^2) = \text{Gauss} (NT_C \sqrt{\alpha^2 \frac{S}{2}}, (\sigma_N^Q)^2) \quad (\text{III.10})$$

La statistique obtenue à la sortie du détecteur mentionné dans la Figure II.12, est donné par la relation $Y = |Y_I|^2 + |Y_Q|^2$. Puisque, Y_I et Y_Q suivent des lois gaussiennes non centrés, d'après [23], la statistique Y suit la distribution Khi-deux « chi-square » non centré avec 2 degrés de liberté. La fonction densité de probabilité de Y , est une fonction conditionnelle comme montre l'équation (III.6); parce que, le paramètre α n'est une constante mais, une variable aléatoire. Donc,

$$f_Y(y | \alpha, H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{-\frac{y + \alpha^2 m^2}{2\sigma_N^2}} I_0\left(\frac{m\alpha\sqrt{y}}{\sigma_N^2}\right) \quad (\text{III.11})$$

Puisque, α suit la loi distribution de Rayleigh, sa fonction densité de probabilité est donnée par

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{2}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{\sigma^2}} \quad (\text{III.12})$$

La distribution indiquée par l'équation (III.12), pour $\alpha \geq 0$, et σ est un facteur d'échelle.

Les moments d'ordre n sont donnés par:

$$E[\alpha^2] = \sigma^2 \Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right), n = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (\text{III.13})$$

La substitution de (III.11) et (III.12), dans l'équation (III.14), et après beaucoup de calculs montrés dans l'Annexe A, nous arriverons au résultat final présenté par l'équation suivante:

$$f_Y(y/H_1) = \int_0^\infty f_Y(y/\alpha, H_1) f_\alpha(\alpha) d\alpha = \frac{1}{2\sigma_N^2(1+\mu)} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2(1+\mu)}}, \quad y \geq 0 \quad (\text{III.14})$$

b) *Non Synchronisation (hypothèse H_0)*: dans ce cas, les statistiques Y_i et Y_Q , sont des Gaussiennes indépendantes centrés avec des variances identiques, $\sigma_N^2 = (N_0/2)NT_c$. Alors, la statistique Y , suit une distribution *Khi-deux* « *chi-square* » centré avec deux degrés de liberté, et sa fonction densité de probabilité est donnée par:

$$f_Y(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{-\frac{y}{2\sigma_N^2}} \quad (\text{III.15})$$

Pour délimiter les régions de décisions Y_{si} ; $i = 0, 1$, il faut définir une stratégie optimale de détection. Elle a pour but de, maximiser la probabilité de détection P_d tout en garantissant une probabilité de fausse alarme P_{fa} assez faible.

III.4 DEVELOPPEMENT MATHEMATIQUE :

III.4.1 Canal Gaussien (AWGN) avec Évanouissement de Rayleigh :

D'après le section 3, du chapitre III, les fonctions densité de probabilité conditionnelle de la variable de décision, sont données par:

$$f_{Y_1}(y_1 / H_0) = \exp(-y) , \quad y \geq 0 \quad (\text{III.16})$$

$$f_{Y_1}(y_1 / H_1) = \frac{1}{1 + \mu} \exp\left(\frac{-y}{1 + \mu}\right), y \geq 0 \quad (\text{III.17})$$

Après la mise en ordre croissant :

$$f_{X(k)}(x / H_0) = k \binom{M}{k} [1 - e^{-x}]^{k-1} e^{-(M-k+1)x} \quad (\text{III.18})$$

$$f_{X(k)}(x / H_1) = \frac{k}{1 + \mu} \binom{M}{k} \left[1 - e^{-\frac{x}{1+\mu}}\right]^{k-1} e^{-\frac{(M-k+1)x}{1+\mu}} \quad (\text{III.19})$$

a) Le détecteur CA-CFAR :

La sortie Z_{ca} du processeur CA-CFAR, donnée dans [17,26], est l'addition de toutes les valeurs des cases de la fenêtre de référence, présentées dans la figure II.4. En utilisant la variable Z , le système estime le niveau de la puissance du bruit, des signaux entrants par :

$$Z_{ca} = \sum_{k=1}^{M-1} X(k) \quad (\text{III.20})$$

$$f_z(z) = \sum_{k=1}^{M-1} k \binom{M-1}{k} [1 - e^{-z}]^{k-1} e^{-(M-k+1)z} \quad (\text{III.21})$$

$$f_{X(M)}(x / H_0) = M [1 - e^{-x}]^{M-1} e^{-x} \quad (\text{III.22})$$

$$f_{X(M)}(x / H_1) = \frac{M}{1 + \mu} \left[1 - e^{-\frac{x}{1+\mu}}\right]^{M-1} e^{-\frac{x}{1+\mu}} \quad (\text{III.23})$$

La probabilité de détection peut être calculée par la relation suivante

$$P_d = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_{jz}^{+\infty} f_{X(M)}(x / H_1) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{jz} f_{X(M)}(x / H_0) dx dz \right]^{M-1} \quad (\text{III.24})$$

Après intégration, l'expression de p_d est donnée par :

$$P_d = \left[kM \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+1)} \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} \frac{(-1)^j}{(j+M+(\frac{j+1}{1+\mu})T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right]$$

$$-\left[\frac{k}{j+1} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)}\right]^{M-1} \quad (\text{III.31})$$

La probabilité de fausse alarme p_{fa/H_0} est donnée par :

$$P_{fa/H_0} = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_{f_z}^{+\infty} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{f_z} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right]^{M-1} \quad (\text{III.25})$$

La probabilité de fausse alarme P_{fa/H_0} est donc :

$$P_{fa/H_0} = \left[\frac{k}{j+1} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right] \\ - \left[\frac{k}{j+1} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right]^{M-1} \quad (\text{III.26})$$

La probabilité de fausse alarme p_{fa/H_1} est donnée par :

$$P_{fa/H_1} = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_{f_z}^{+\infty} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{f_z} f_{x(M)}(x/H_1) dx dz \right] \times \\ \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{f_z} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right]^{M-2} \quad (\text{III.27})$$

$$P_{fa/H_1} = \left[\frac{k}{j+1} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right] - \left[KM \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \right] \\ \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+1)} \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} \frac{(-1)^j}{(j+M+(j+\frac{j+1}{1+\mu})T)} \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right]$$

$$-\left[\frac{k}{j+1} \sum_{k=1}^{M-1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right]^{M-2} \quad (\text{III.28})$$

b) Le détecteur OS-CFAR :

Les échantillons Z_i , $i=1,2,\dots, M$, de la fenêtre de référence, sont ordonnés selon leurs amplitudes croissantes, pour obtenir la suite d'échantillons ordonnés suivante :

$$x_{(1)} \leq x_{(2)} \leq \dots \leq x_{(k)} \leq \dots \leq x_{(M)} \quad (\text{III.29})$$

$$f_z(z) = k \binom{M-1}{k} [1 - e^{-z}]^{k-1} e^{-(M-k)z} \quad (\text{III.30})$$

$$f_{x_{(k)}}(x/H_0) = k \binom{M}{k} [1 - e^{-x}]^{k-1} e^{-(M-k+1)x} \quad (\text{III.31})$$

$$f_{x_{(k)}}(x/H_1) = \frac{k}{1+\mu} \binom{M}{k} \left[1 - e^{-\frac{x}{1+\mu}} \right]^{k-1} e^{-\frac{(M-k+1)x}{1+\mu}} \quad (\text{III.32})$$

$$f_{x_{(M)}}(x/H_0) = M [1 - e^{-x}]^{M-1} e^{-x} \quad (\text{III.33})$$

$$f_{x_{(M)}}(x/H_1) = \frac{M}{1+\mu} \left[1 - e^{-\frac{x}{1+\mu}} \right]^{M-1} e^{-\frac{x}{1+\mu}} \quad (\text{III.34})$$

Nous choisissons un échantillon k , pour estimer la puissance du bruit, dont la P_d est $f_{x_{(k)}}(x/H_0) = f_z(z)$

$$P_d = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_{z_2}^{+\infty} f_{x_{(M)}}(x/H_1) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{z_2} f_{x_{(M)}}(x/H_0) dx dz \right]^{M-1} \quad (\text{III.35})$$

Après intégration, l'expression de p_d est donnée par (voir Annexe A):

$$p_d = \left[kM \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+1)} \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} \frac{(-1)^j}{(j+M+(j+\frac{j+1}{1+\mu})T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right]$$

$$\left[\frac{k}{j+1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right]^{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \quad (III.36)$$

La probabilité de fausse alarme p_{fa/H_0} est donnée par :

$$P_{fa/H_0} = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_z^{+\infty} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{Tz} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right]^{M-1} \quad (III.37)$$

La probabilité de fausse alarme P_{fa/H_0} est donc :

$$P_{fa/H_0} = \left[\frac{k}{j+1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right] \\ \left[\frac{k}{j+1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right]^{M-1} \quad (III.38)$$

La probabilité de fausse alarme p_{fa/H_1} est donnée par :

$$P_{fa/H_1} = \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_z^{+\infty} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right] \times \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{Tz} f_{x(M)}(x/H_1) dx dz \right] \times \\ \left[\int_0^{+\infty} f_z(z) \int_0^{Tz} f_{x(M)}(x/H_0) dx dz \right]^{M-2} \quad (III.39)$$

La probabilité de fausse alarme P_{fa/H_1} est donc :

$$P_{fa/H_1} = \left[\frac{k}{j+1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)} \right] \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right] \cdot \left[kM \binom{M-1}{k} \right] \\ \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+1)} \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} \frac{(-1)^j}{(j+M+(j+\frac{j+1}{1+\mu})T)} \\ \times \left[\frac{k}{(j+M-K)} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \right]$$

$$-\left[\frac{k}{j+1} \binom{M-1}{k} \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1}{j} (-1)^j \sum_{j=1}^{k-1} \binom{k-1}{j} (-1)^j \frac{1}{(j+M-K+(j+1)T)}\right]^{M-2} \quad (\text{III.40})$$

III.5 DISCUSSION DES RESULTAS :

Pour montrer les performances du système proposé on a réalisé une série de comparaison. D'abord on a débuté par la comparaison des résultats des deux systèmes, hybride et série, à seuil fixe. Puis on a effectué une autre comparaison entre le système hybride à, seuil fixe et adaptatif. Enfin, on a étudié le comportement de notre système en fonction des différents paramètres.

Alors, les résultats obtenus peuvent être partager en trois parties essentiels : dans la première partie, on a vu la variation de la probabilité de détection et du temps moyen d'acquisition associés aux deux systèmes, série et hybride, à seuil fixe dans un canal Gaussien puis Gaussien avec évanouissement de Rayleigh.

On a montré que, la probabilité de détection du système hybride fixe presque identique à celle du système série, pour les différentes valeurs de probabilité de fausse alarme P_{fa} dans les deux milieux (Gaussien et Gaussien avec évanouissement de Rayleigh). Tandis que, le Temps d'acquisition moyen dans le système hybride est mieux que celui du système série dans les deux canaux, comme il est montré par les figures (III.4) (III.5) (III.8) et (III.9). L'effet de varier la longueur de corrélation partielle N est montré par les figures (III.6) (III.7) (III.10) (III.11). On remarque que, l'augmentation de N augment la probabilité de détection en diminuant le temps d'acquisition pour les faibles SNR.

D'après les résultats obtenus, on voie que le système hybride minimise le temps d'acquisition.

Dans la deuxième partie, on a vu la variation de la probabilité de détection et le temps d'acquisition des deux systèmes hybride à seuil fixe et hybride à seuil adaptatif dans un canal Rayleigh, comme il est montré dans les figures (III.12) (III.13).

On remarque que, la probabilité de détection et le temps d'acquisition du système hybride adaptatif sont mieux que celles du système hybride fixe.

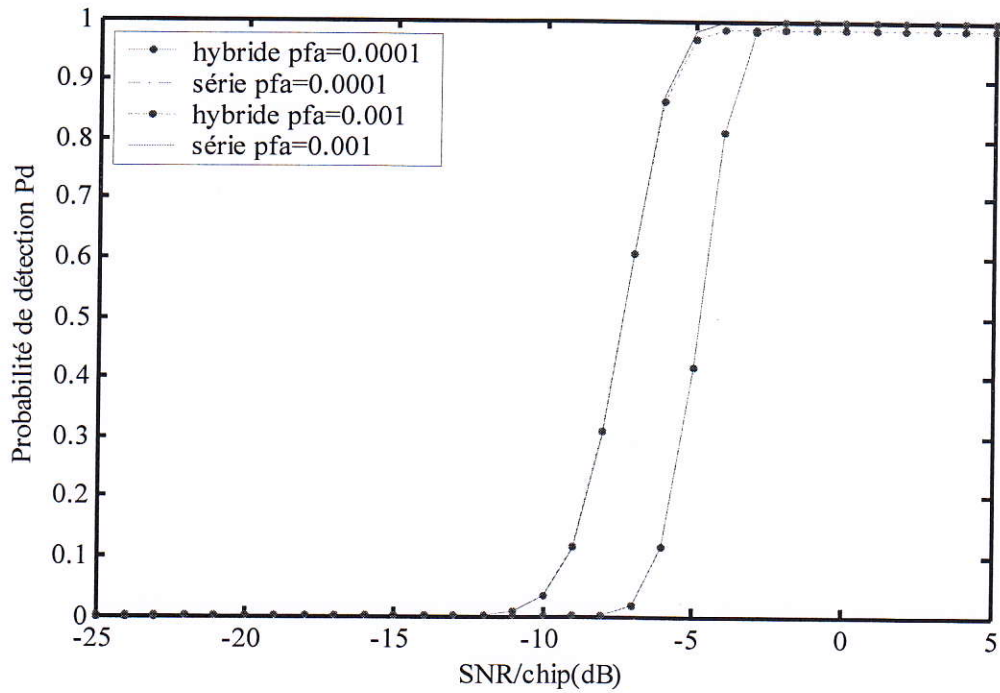


Figure III.4 Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$.

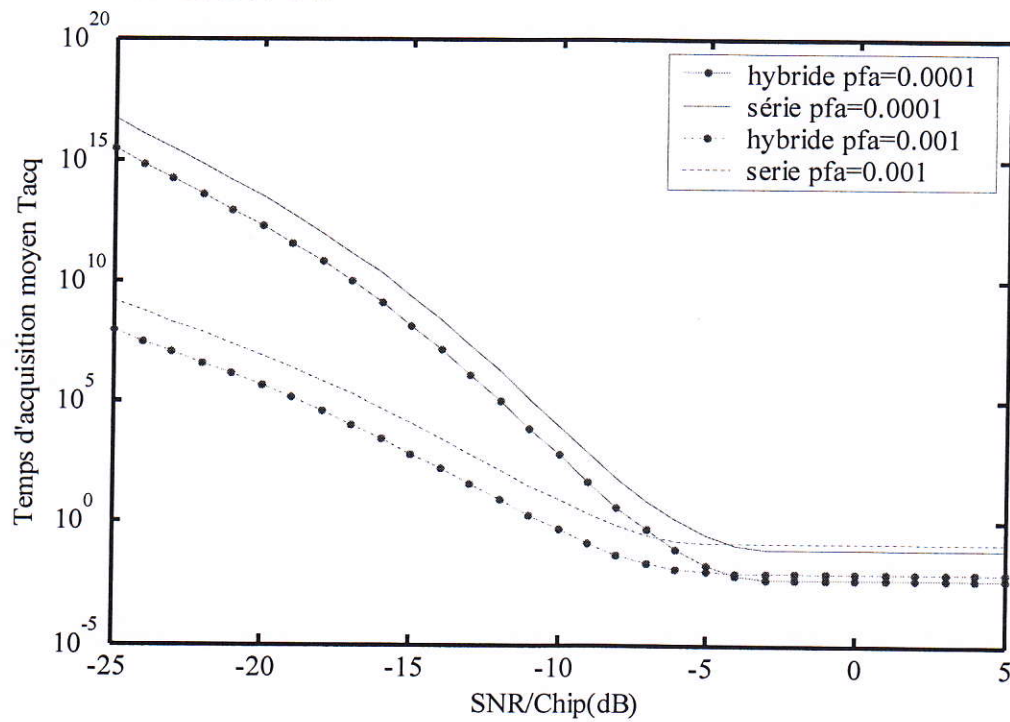


Figure III.5 Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe par[sec] et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$.

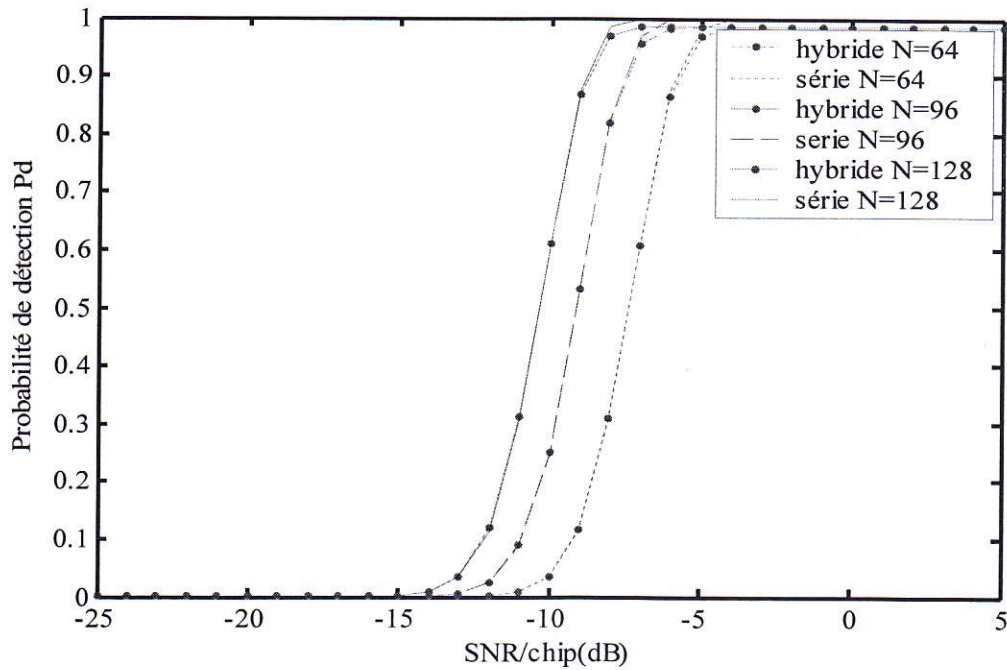


Figure III.6 Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-3}$.

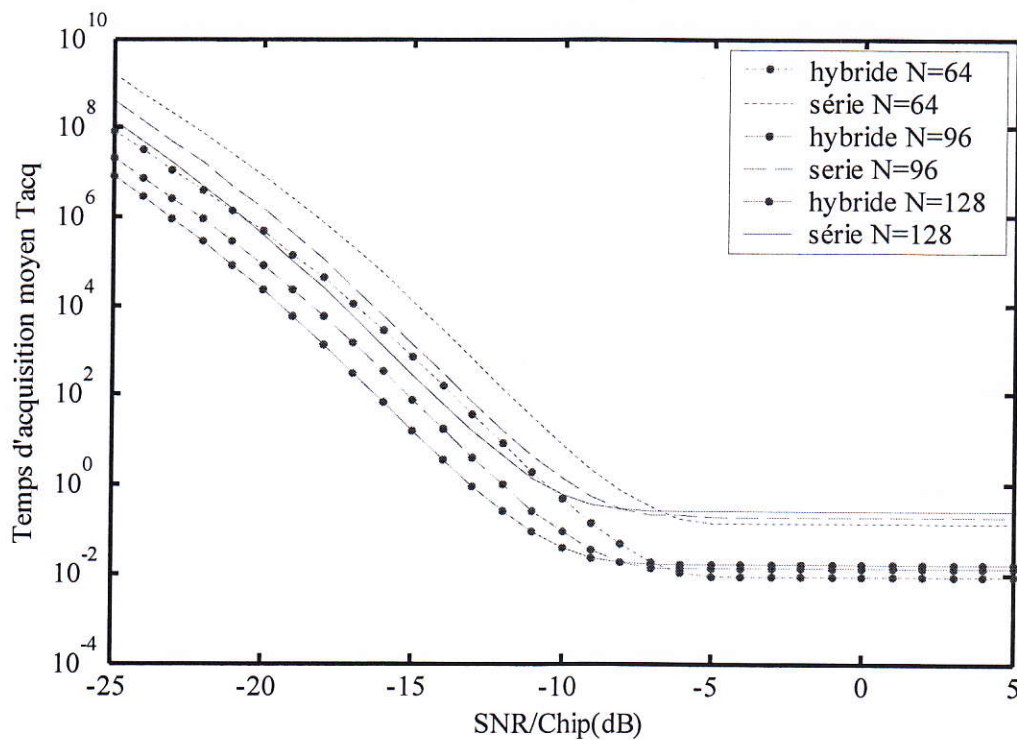


Figure III.7 Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe par[sec] et hybride fixe, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-3}$.

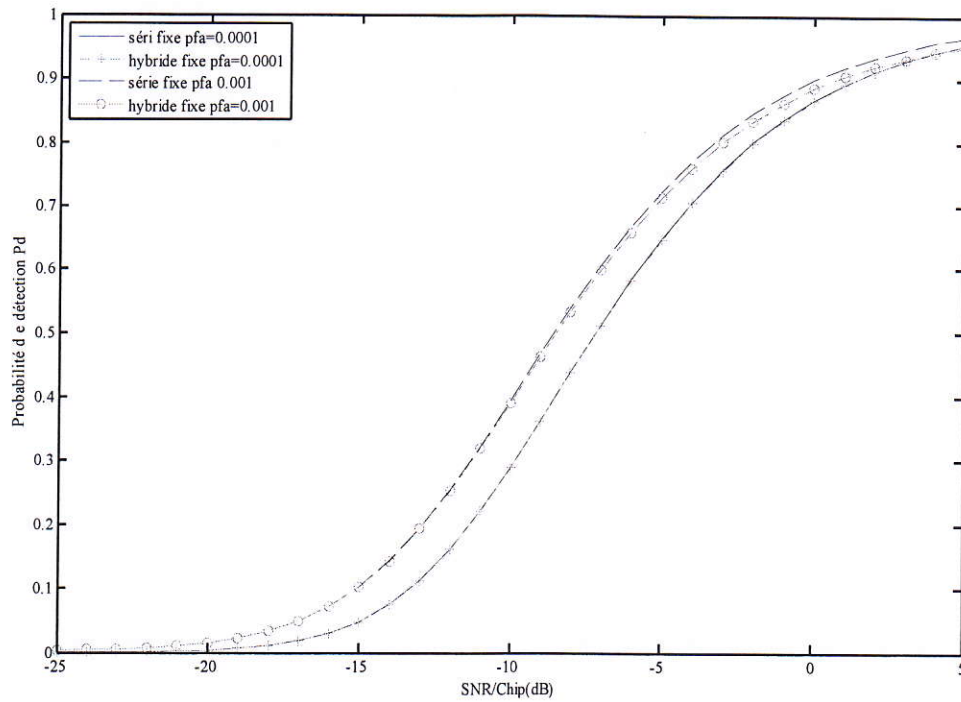


Figure III.8 Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et Hybride fixe pour $M=16$ et $N=64$. dans un canal Rayleigh

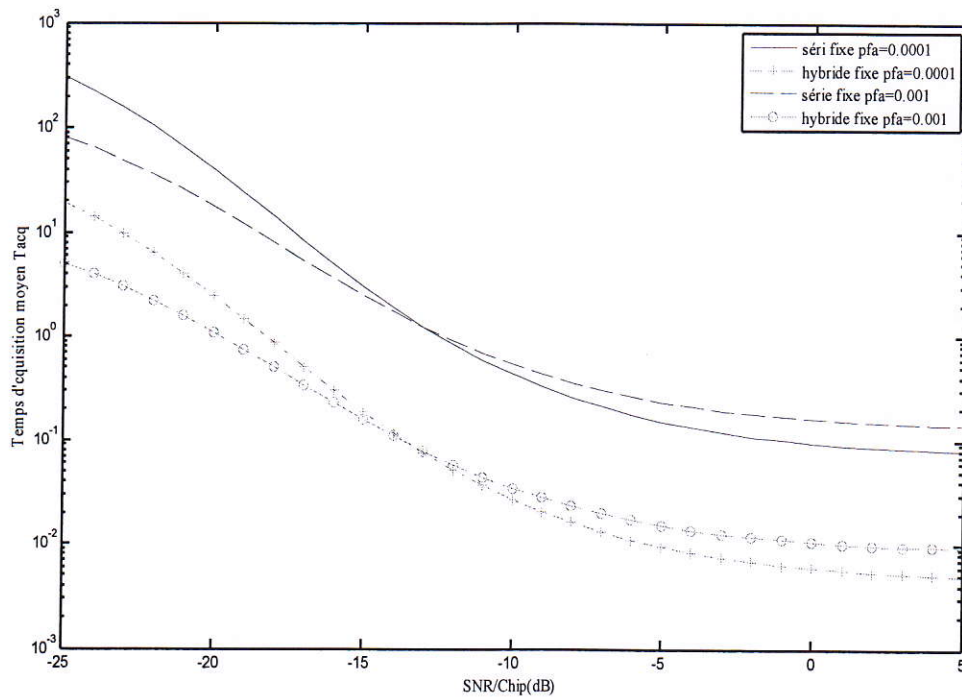


Figure III.9 Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des systèmes série fixe par[sec] et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour plusieurs valeurs de P_{fa} avec $M=16$ et $N=64$.

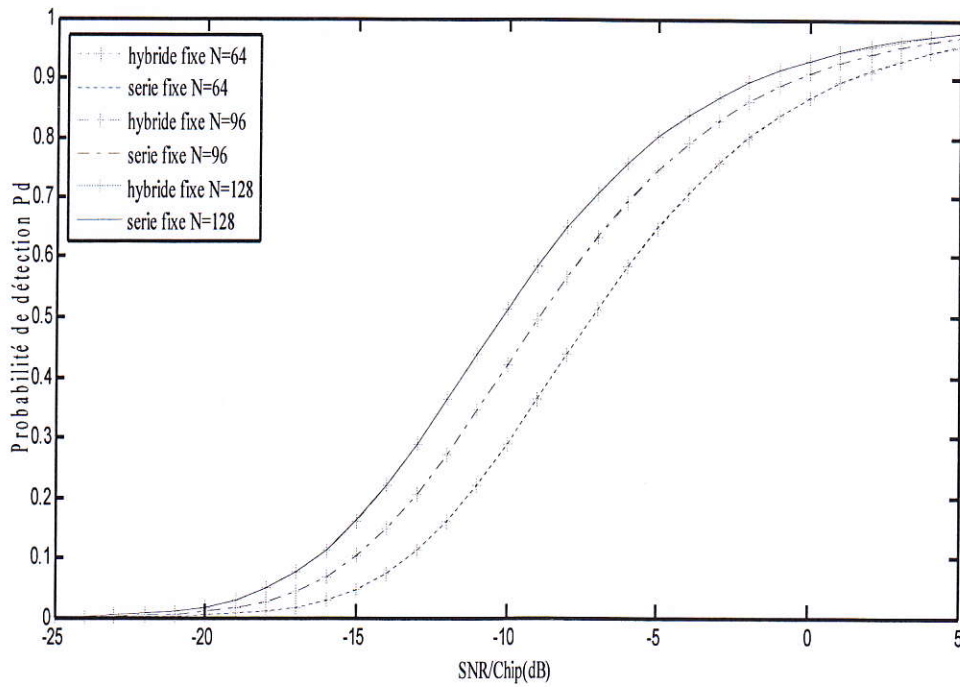


Figure III.10 Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes série fixe et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour différentes valeurs de N avec $P_{fa}=10^{-4}$ et $M=8$.

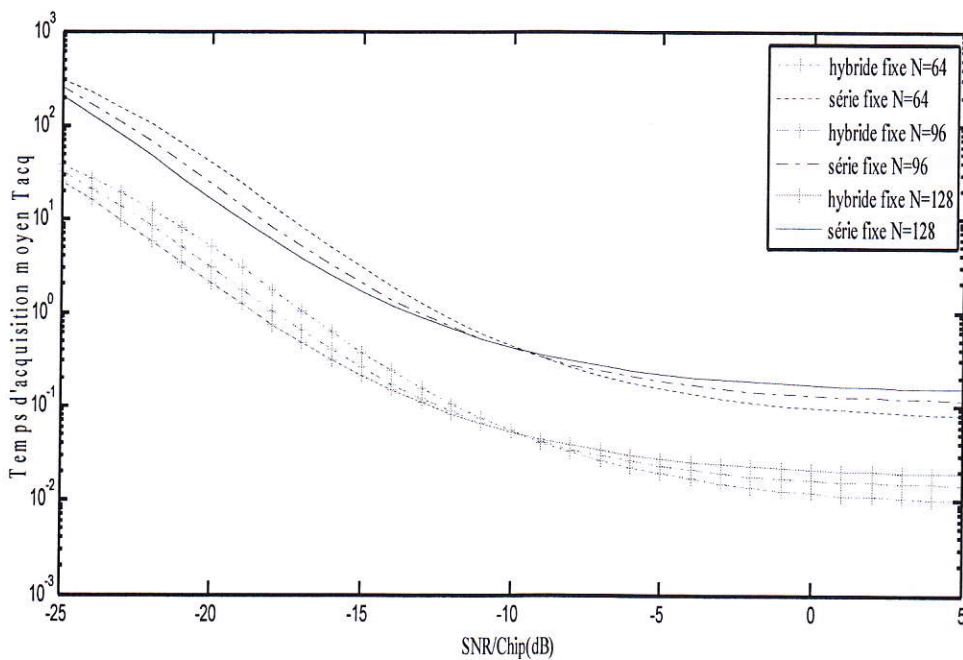


Figure III.11 Comparaison entre les temps d'acquisition moyen des systèmes série fixe par[sec] et hybride fixe, dans un canal Rayleigh, pour différentes valeurs de N avec $P_{fa}=10^{-4}$ et $M=8$.

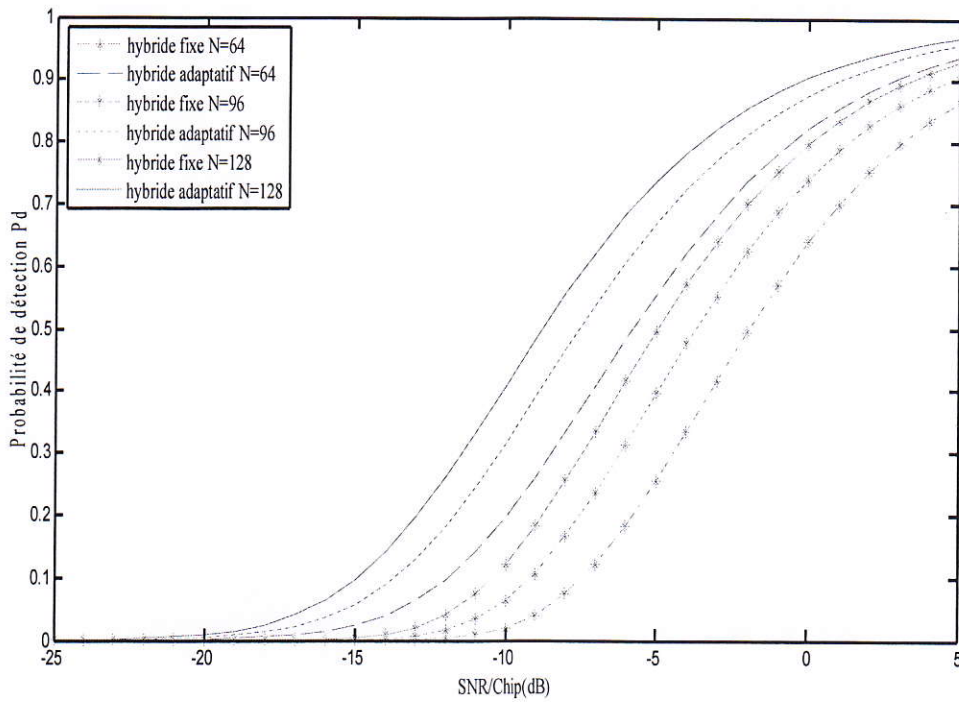


Figure III.12 Comparaison entre les probabilités de détection des systèmes hybride fixe et hybride adaptatif, dans un canal Rayleigh pour différentes valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

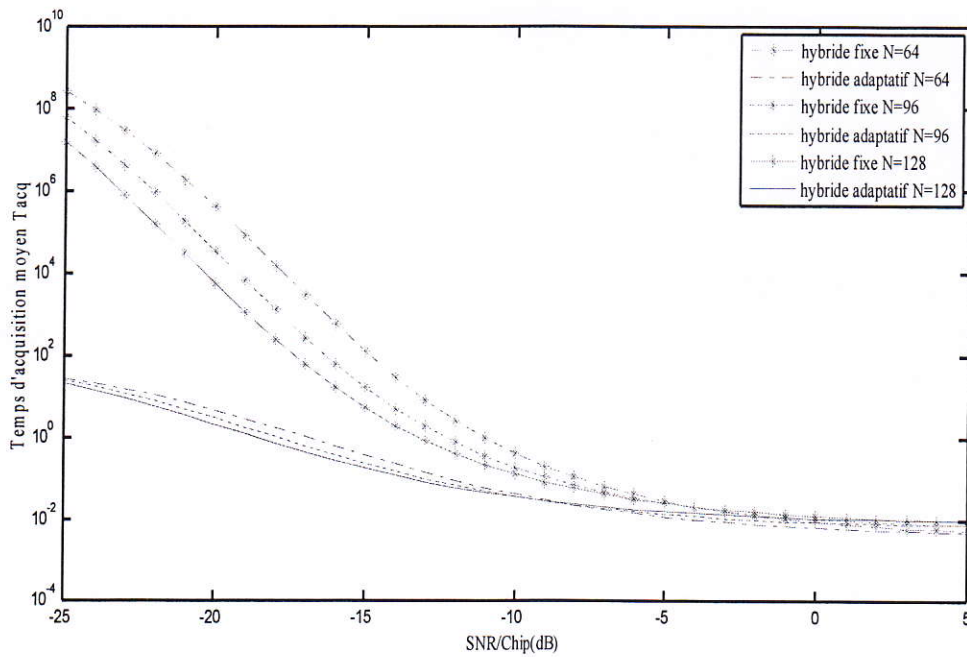


Figure III.13 Comparaison entre les temps d'acquisition moyen des systèmes hybride fixe par[sec] et hybride adaptatif, dans un canal Rayleigh pour différentes valeurs de N avec $M=16$ et $P_{fa}=10^{-4}$.

Pour étudier la performance du système proposé, on détermine sa probabilité de détection, avec plusieurs paramètres dans un canal de type Gaussien et Rayleigh, dans deux milieux différents, milieu homogène (caractérisé par l'absence des interférences d'accès multiple est des trajets multiple) et milieu non homogène. Pour cette analyse, la probabilité de fausse alarme a été fixée à 10^{-3} , et la région d'incertitude est formée de $k=1024$ cellules.

Les résultats de simulation montrent que, les détecteurs *OS-CFAR* donnent une légère diminution de la probabilité de détection par rapport au détecteurs *CA-CFAR*, dans un milieu homogène Gaussien, comme il était montré par les Figures III.14 et III.15, Dans un milieu Rayleigh et Gaussien non homogène, les figures III.18 et III.19, montre la dégradation importante imposée par la présence des interférences, sur la probabilité de détection du détecteur *CA-CFAR*. L'influence du nombre des cellules de référence M et de la longueur de la séquence d'intégration N , est montré par les Figures III.20 et III.21; on observe que, la probabilité de détection augmente avec l'augmentation du nombre de cellules de référence M et de la longueur de la séquence d'intégration N . Les Figures III.22 et III.23 montre l'effet de l'augmentation de la puissance des interférences sur la probabilité de détection du détecteur *OS-CFAR*. Il est clair que, le processus *OS-CFAR* résiste bien aux interférences d'accès multiple (résultant des utilisateurs multiple). Malgré, la dégradation due aux trajets multiples, le détecteur *OS-CFAR* reste toujours robuste par rapport au détecteur *CA-CFAR*, qui étaient dégradés sérieusement.

Nous faisons l'analyse du processeur d'acquisition en considérant *And-CFAR* et *OR-CFAR* dans un milieu homogène, nous avons vu que, le processus *OR-CFAR* est plus performant que les processus *CA-CFAR*, *OS-CFAR*, *And-CFAR*, de point de vue probabilité de détection, comme il est montré par les Figures III.24 et III.25. Le processus *OR-CFAR* donne des bons résultats dans un canal Gaussien et Rayleigh dans les deux milieux homogènes (la puissance du bruit est presque constante) et non homogène par rapporter ou *And-CFAR* comme il est montré par les Figures III.26 et III.27.

Dans la dernière partie, des résultats nous avons testé et comparé les performances des détecteurs *CA-CFAR*, *OS-CFAR*, *And-CFAR* et *OR-CFAR* dans un milieu homogène et non homogène. Les performances de ces détecteurs de point de vue probabilité de détection, est données en fonction de plusieurs paramètres. La comparaison entre le détecteur *CA*, *OS*, *OR* et du détecteur *And-CFAR* est illustrée par les figures III.28 et III.29, il est clair que la probabilité de détection des détecteurs *OS-CFAR* et *OR-CFAR* sont meilleur que celle des détecteurs *CA-CFAR* et *And-CFAR*. Il est clair que les algorithmes *OS-CFAR* et *OR-CFAR* est plus performant que les *CA-CFAR* et *And-CFAR* où, nous constatons qu'il y a une

dégradation dans la probabilité de détection pour les quatre détecteurs mais, elle est faible pour l'*OS-CFAR* et *OR-CFAR*, alors qu'elle est vraiment sérieuse pour les *CA-CFAR* et *And-CFAR*.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que le détecteur *CA-CFAR* est le meilleur détecteur dans les environnements homogènes. L'homogénéité n'est pas possible dans un environnement qui contient beaucoup d'utilisateurs qui peuvent accéder à la même bande de fréquence en même temps; où, chaque utilisateur peut recevoir son signal de plusieurs chemins. Dans tels environnements, les détecteurs *OS-CFAR* et *OR-CFAR* donnent de meilleurs résultats par rapport aux détecteurs *CA-CFAR*, et *And-CFAR*.

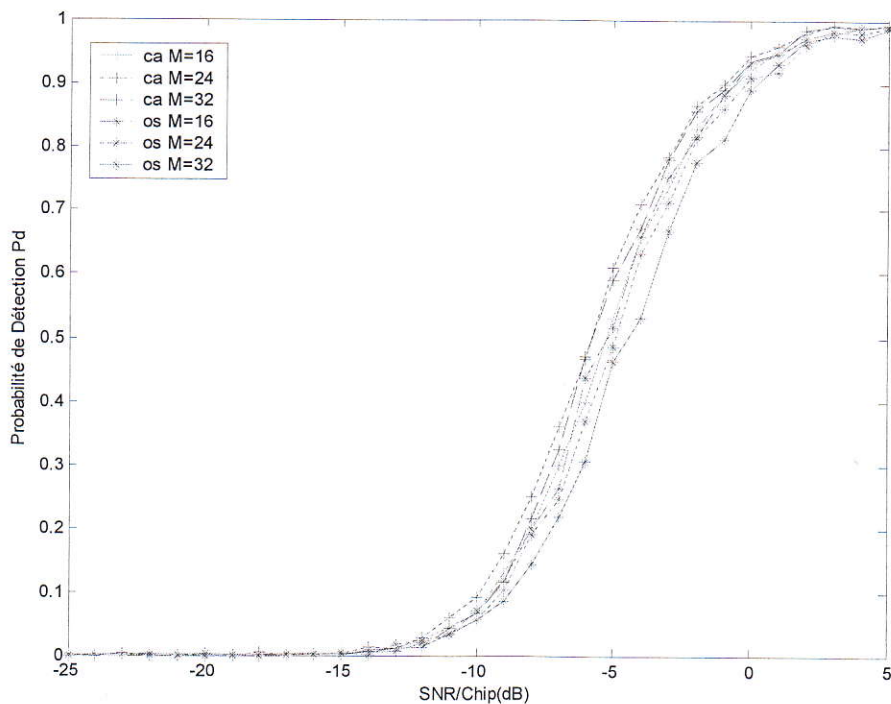


Figure III.14 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA* et *OS-CFAR*, dans un canal Rayleigh pour plusieurs valeurs de M avec $p_{fa}=0.001$ et $N=64$.

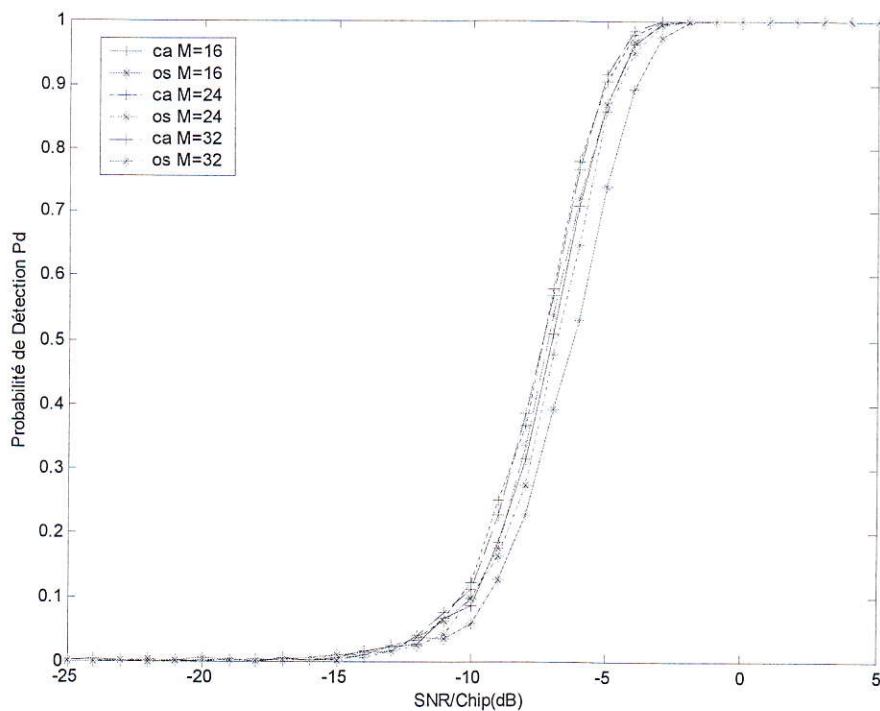


Figure III.15 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA* et *OS-CFAR*, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de M avec $p_{fa}=0.001$ et $N=64$.

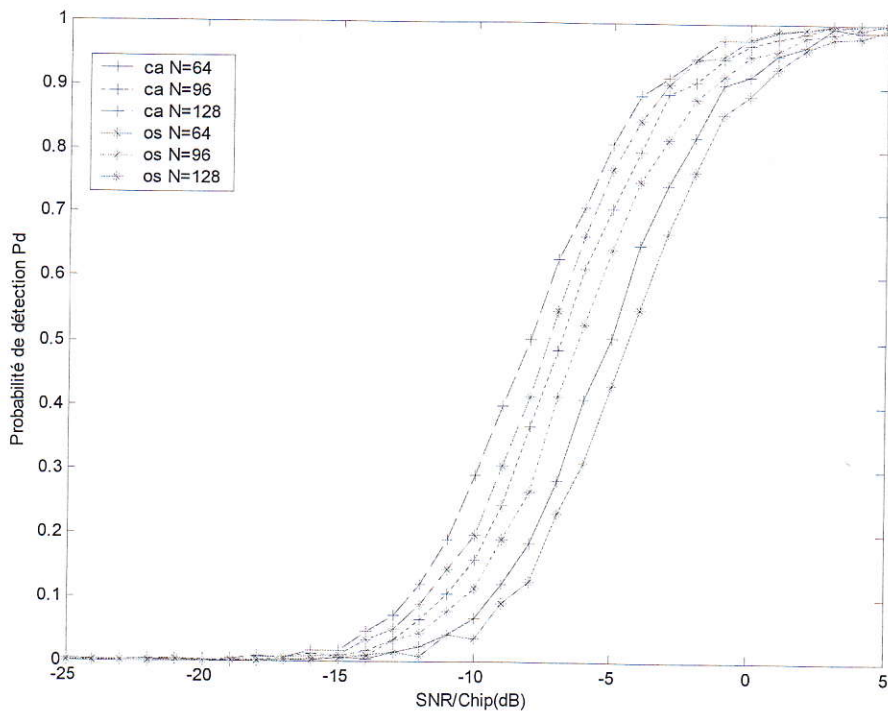


Figure III.16 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA* et *OS-CFAR*, dans un canal Rayleigh pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$ et $M=16$.

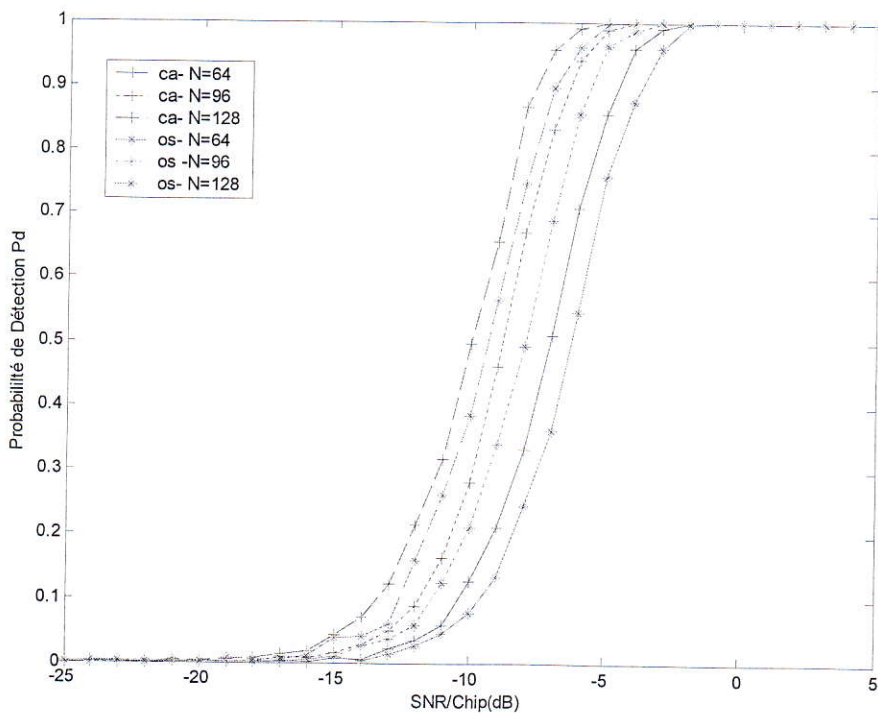


Figure III.17 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA* et *OS-CFAR*, dans un canal Gaussien pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$ et $M=16$.

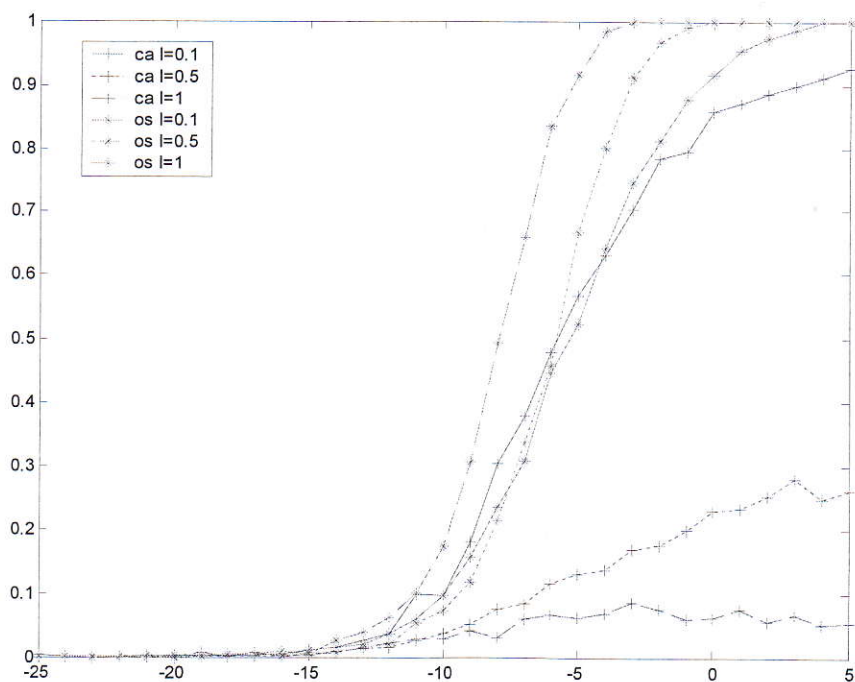


Figure III.18 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour deux cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=96$, $M=16$ et pour plusieurs valeurs de I .

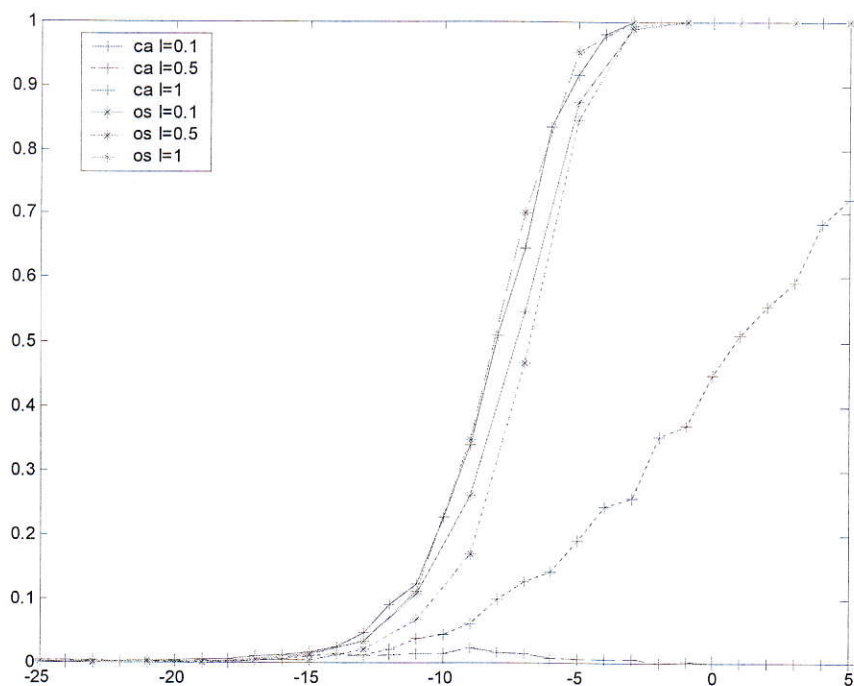


Figure III.19 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour deux cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=96$, $M=16$ et pour plusieurs valeurs de I .

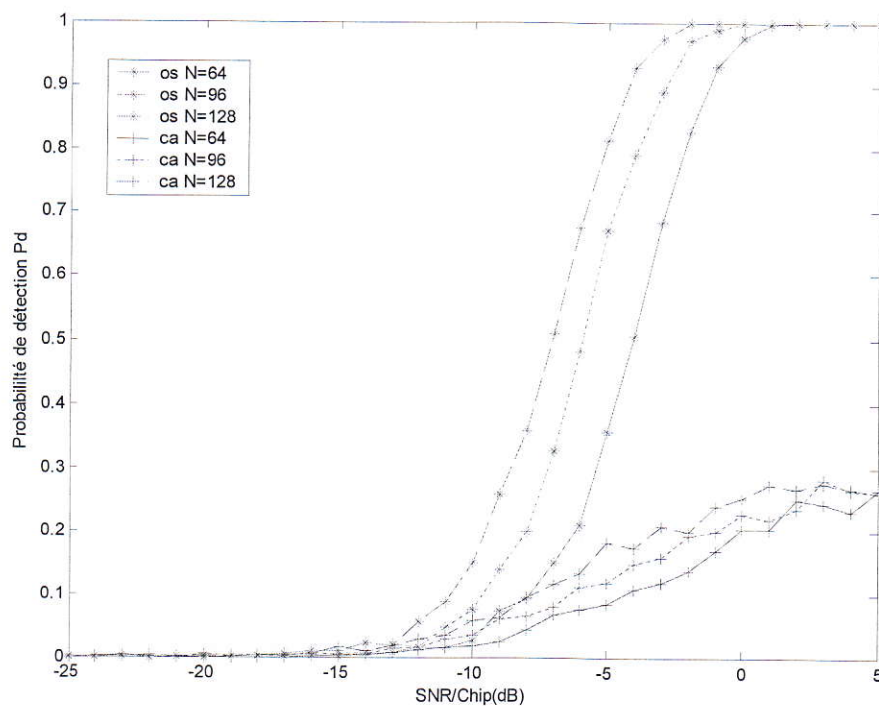


Figure III.20 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour deux cellules et pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $I=0.5$, $M=16$.

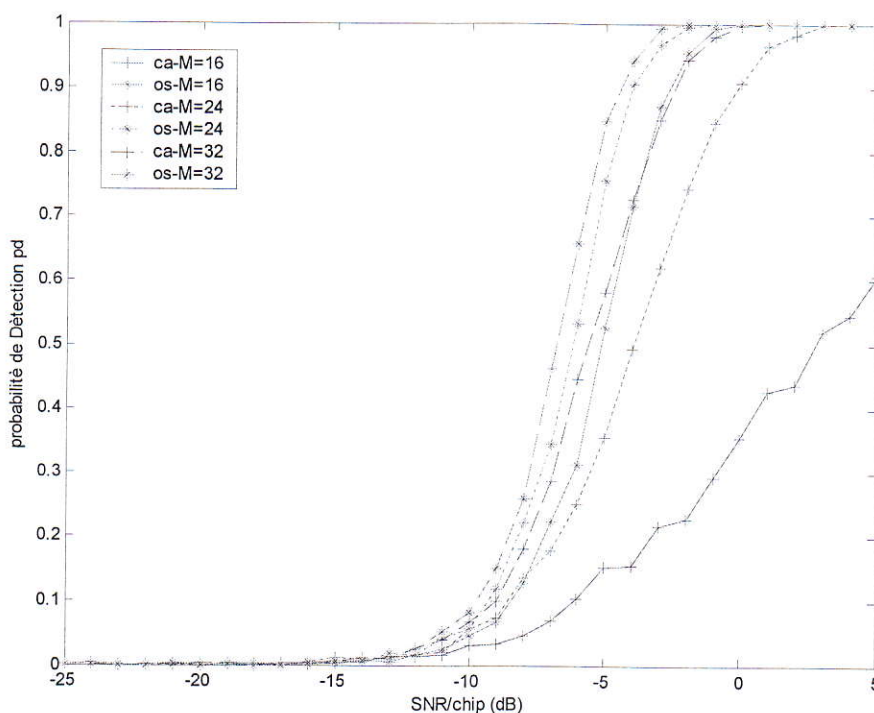


Figure III.21 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour deux cellules et pour plusieurs valeurs de M avec $p_{fa}=0.001$, $N=64$, $I=0.5$

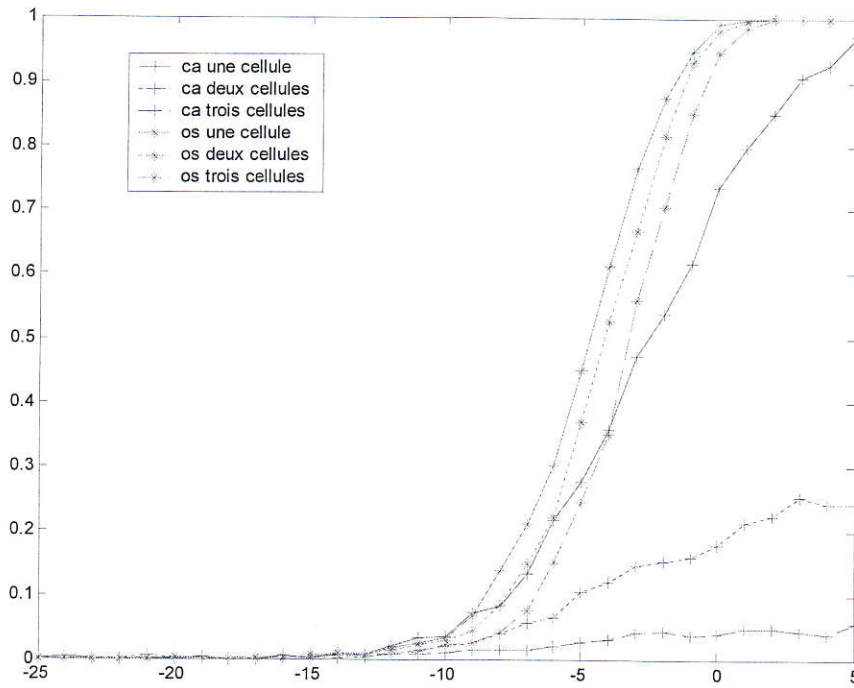


Figure III.22 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Rayleigh pour plusieurs nombre de cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=64$ et $M=16$.

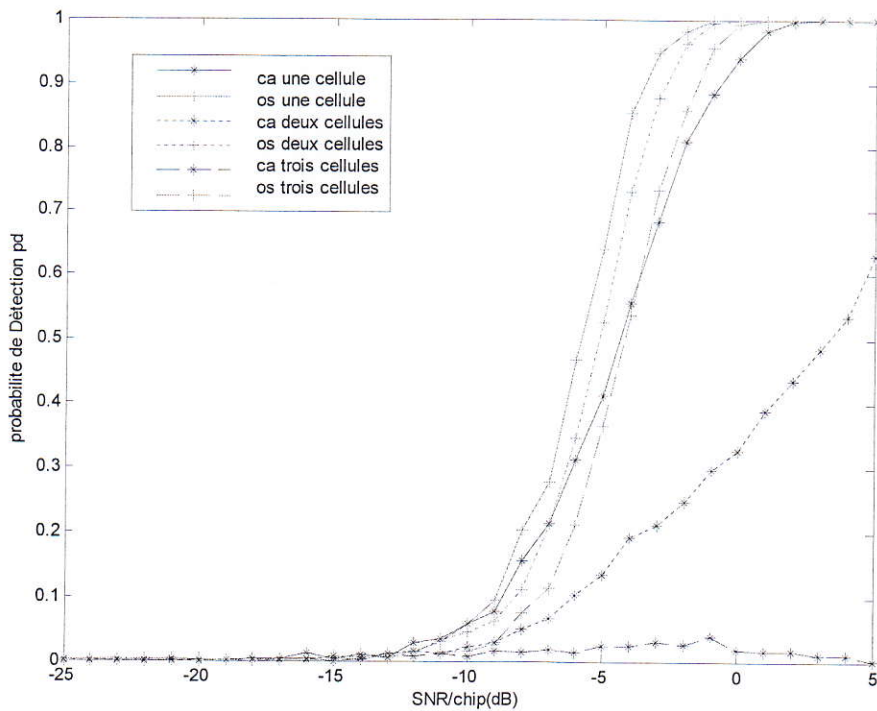


Figure III.23 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs CA et OS-CFAR, dans un canal Gaussien pour plusieurs nombre de cellules avec $p_{fa}=0.001$, $N=64$ et $M=16$.

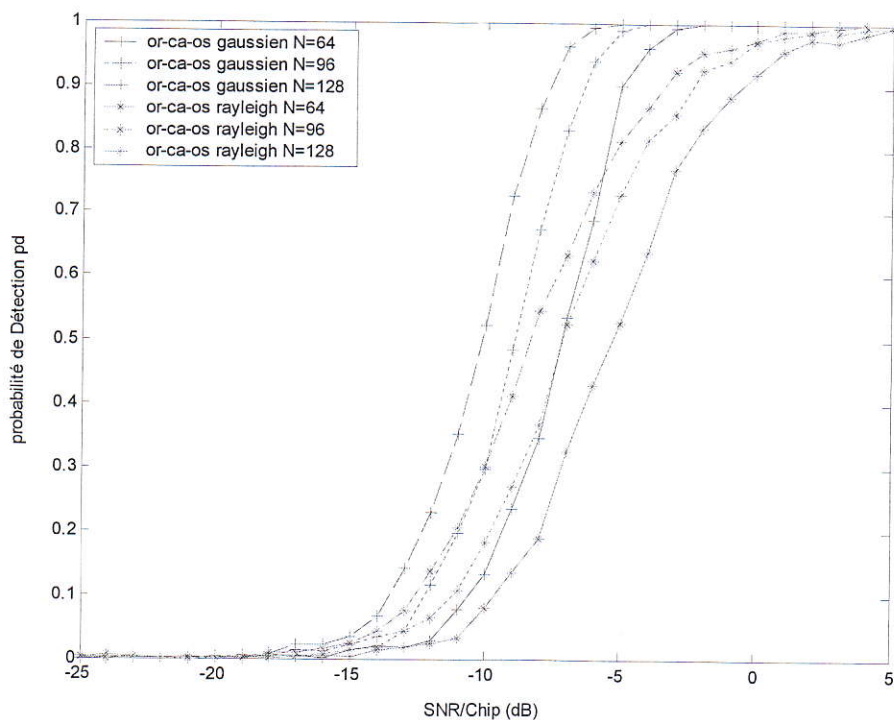


Figure III.24 Comparaison entre les probabilités de détection de détecteur OR-CFAR, dans un canal Rayleigh et Gaussien homogène pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $M=16$

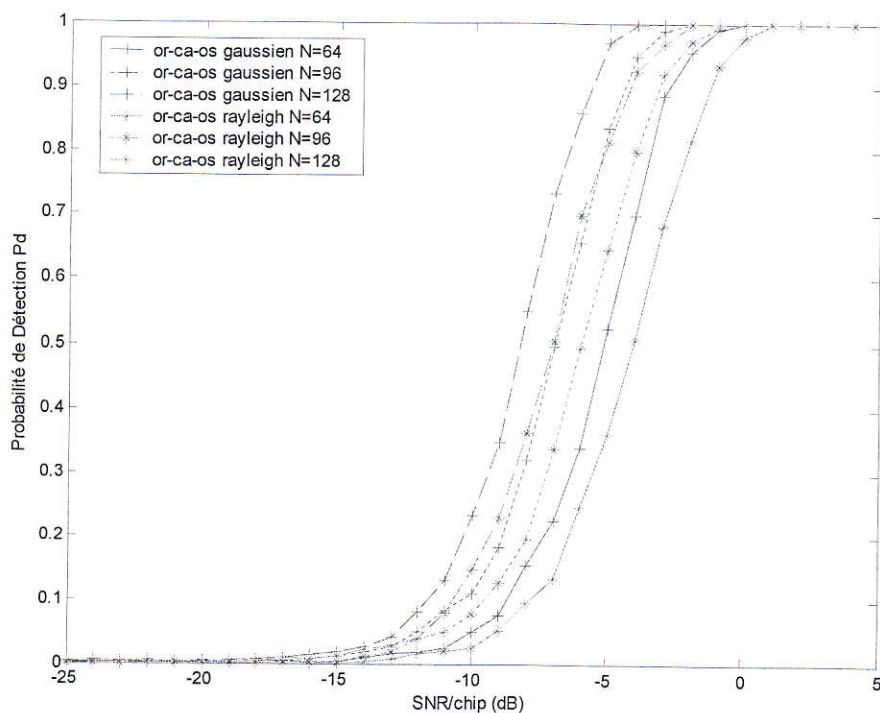


Figure III.25 Comparaison entre les probabilités de détection de détecteur OR-CFAR, dans un canal Rayleigh et Gaussien non homogène pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $I=0.5$, $M=16$.

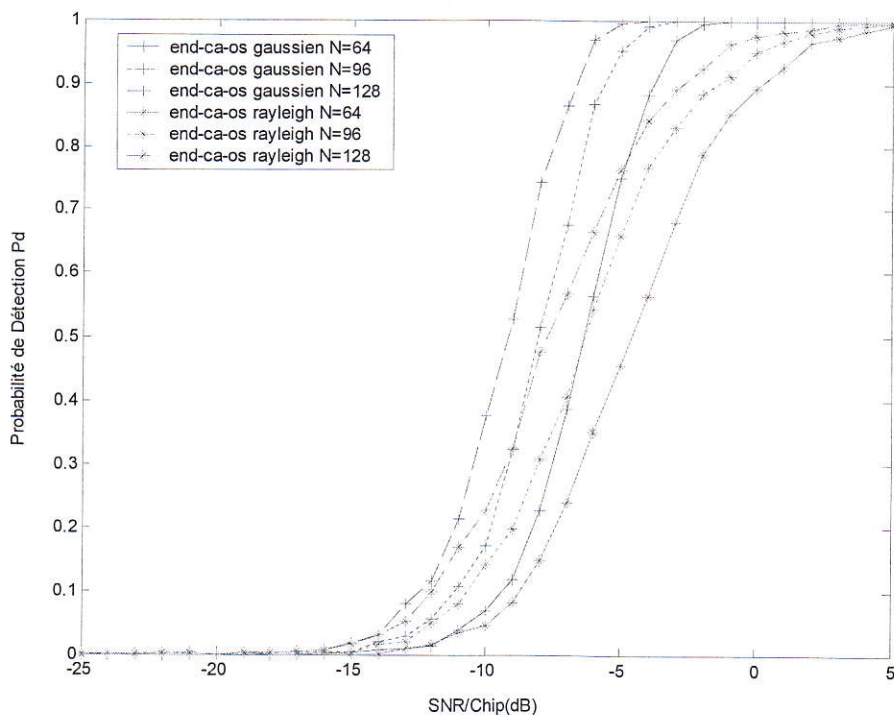


Figure III.26 Comparaison entre les probabilités de détection de détecteur *And-CFAR*, dans un canal Rayleigh et Gaussien homogène pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $M=16$.

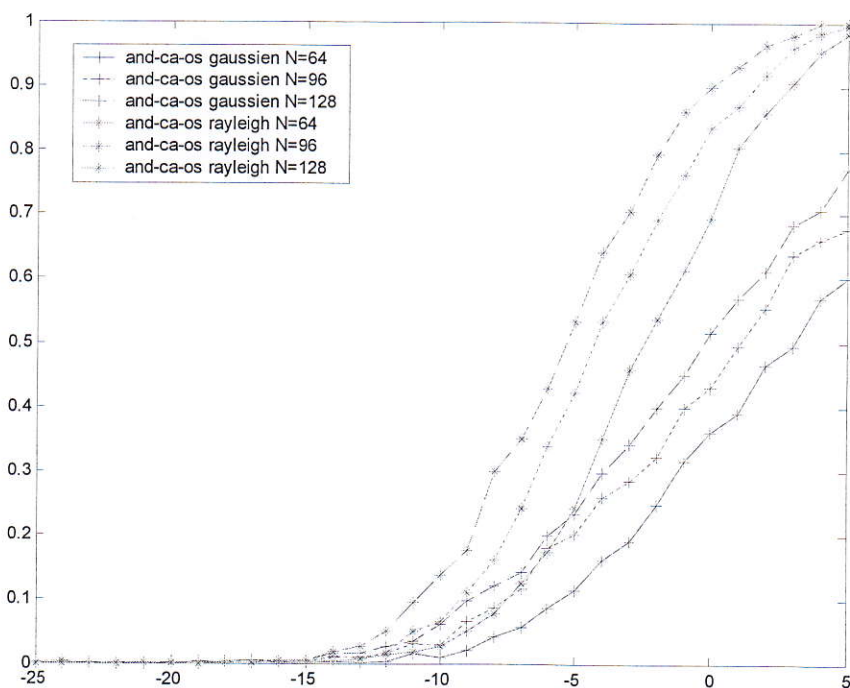


Figure III.27 Comparaison entre les probabilités de détection de détecteur *And-CFAR*, dans un canal Rayleigh et Gaussien non homogène pour plusieurs valeurs de N avec $p_{fa}=0.001$, $I=0.5$, $M=16$.

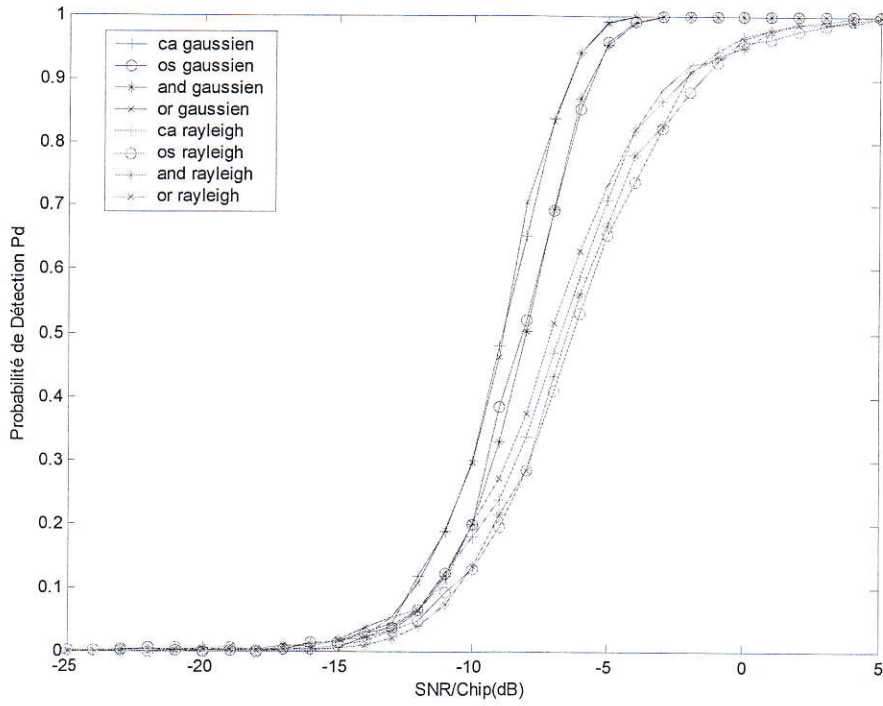


Figure III.28 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA*, *OS*, *And*, *OR-CFAR*, dans un canal Rayleigh et Gaussien homogène avec $p_{fa}=0.001$, $M=16$, $N=96$.

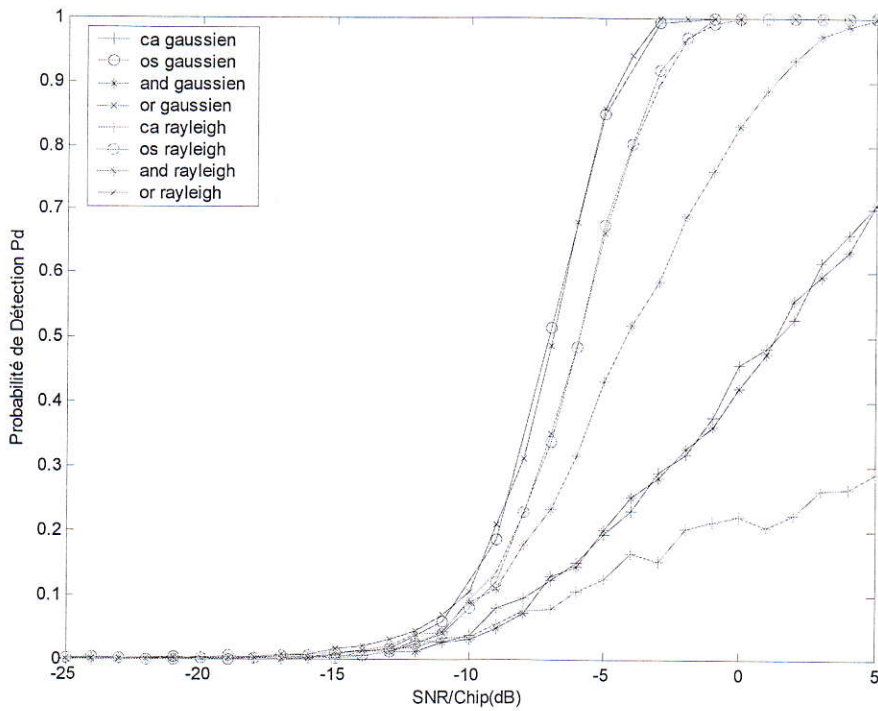


Figure III.29 Comparaison entre les probabilités de détection des détecteurs *CA*, *OS*, *And*, *OR-CFAR*, dans un canal Rayleigh et Gaussien non homogène avec $p_{fa}=0.001$, $I=0.5$, $M=16$, $N=96$

III.6 CONCLUSION :

Nous avons donné dans ce chapitre, les expressions mathématiques des probabilités de fausse alarme et de détection, pour les détecteurs *CA-CFAR*, *OS-CFAR*, dans deux milieux différents (homogène et non-homogène), caractérisés par les canaux: à bruit blanc Gaussien et à bruit blanc Gaussien avec un évanouissement de Rayleigh. Nous avons montré que, les performances du détecteur *CA-CFAR* sont supérieures dans un environnement homogène; par contre, dans le cas non homogène, il souffre de la présence des interférences d'une manière significative. Alors que, le détecteur *OS-CFAR* a présenté une robustesse par rapport *CA-CFAR*, en présence des interférences.

Pour obtenir un algorithme qui peut s'adapter à l'environnement, nous avons proposé d'utiliser les règles de fusion, qui sont *And* et *OR*.

Nous avons remarqué que, le détecteur *OR-CFAR* est plus robuste que le détecteur *And-CFAR*, puisque il peut s'adapter à l'algorithme *CA-CFAR* dans le milieu homogène et à l'*OS-CFAR* dans le milieu non homogène

Dans le prochain chapitre, nous présentons les conclusions générales des travaux effectués, en mentionnant les principaux résultats obtenus. Nous donnons aussi, des perspectives pour la continuation de travail.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Résumé

Ce chapitre contient des conclusions sur le problème étudié; ainsi que, des suggestions pour des travaux de recherche futurs.

I CONCLUSION

II SUGGESTIONS POUR DES TRAVAUX DE RECHERCHE FUTURS

1 CONCLUSION :

L'accès multiple à répartition par les code *CDMA* se rapporte à une technique de transmission de l'information à plusieurs utilisateurs simultanément, en utilisant le codage. La technique *CDMA* est combinée avec la modulation à spectre étendu qui consiste à moduler l'information à bande étroite par un signal de très grande largeur de bande. Les systèmes *DS-SS-CDMA* sont utilisés lorsqu'il y a nécessité de sécurité, et plus de confidentialité, ou lorsque le message doit être reçu sans erreur. Le message étalé par cette méthode, ne peut être déchiffré en aucun cas par des récepteurs à bande étroite. L'information binaire est codée par une séquence pseudo aléatoire *PN* avant d'être modulé. Au récepteur, l'onde modulée est multipliée par une séquence pseudo aléatoire localement générée, identique à celle employée dans l'émetteur lors de la modulation. Ces deux opérations complémentaires reconstituent finalement le signal original. La récupération de l'information originale nécessite l'alignement temporel du code *PN* généré au récepteur avec celui incorporé dans le signal reçu. Cet alignement est appelé la synchronisation.

La synchronisation est réalisée en deux phases : l'acquisition du code, et la poursuite. Le but de l'acquisition est d'égaliser la phase du code *PN* généré au récepteur avec celle du code du signal reçu. La poursuite consiste à réaliser un alignement fin (remettre à zéro la différence de phase), et peut être réalisé par un circuit de suivi du code en présence d'une petite erreur dans la fréquence.

L'acquisition du code est la tâche la plus difficile. Elle est effectuée par une procédure donnée pour déterminer la position, pour laquelle l'alignement du code eu lieu. Chaque position entre codes est appelée cellule. Le nombre total de cellules recherchées forme la région d'incertitude dans laquelle la recherche s'accomplit. Le test des cellules se fait par une corrélation entre les codes générés localement au niveau du récepteur, et le signal reçu, durant un temps appelé « dwell time ».

On peut classer les méthodes d'acquisitions selon plusieurs possibilités ; par le type de recherche : série, parallèle ou hybride, par le principe de corrélation utilisée : passive ou active, par le type de détection employée : adaptative ou conventionnelle,...etc.

Dans ce mémoire, on a introduit la notion de communication numérique, et ses différents types, où on s'est intéressé à la technique *CDMA* à spectre étendu, et les différents systèmes qui la réalisent. On a défini l'acquisition qui est le problème commun dans tous les systèmes *CDMA*, et on a donné les différentes méthodes existantes pour exécuter cette tâche. On a tiré

CONCLUSION GÉNÉRAL

les formules des probabilités de détection, et de fausse alarme pour les détecteurs *CA-CFAR* et *OS-CFAR*. Ainsi que, la formule de la moyenne du temps d'acquisition.

D'après l'analyse du système 'hybride adaptatif', que nous proposons ; on a établi la performance de ce système par des résultats numériques dans les deux milieu 'Gaussien' et 'Rayleigh', à l'aide de la comparaison de ce système avec un système 'hybride fixe', on a trouvé que le système 'hybride adaptatif' proposé, présente plus de performances en se basant sur les critères de la probabilité de détection, et le temps d'acquisition en fonction des différents paramètres. Une autre remarque très importante, est que le système hybride réalise un temps d'acquisition assez court que celui du système série.

Nous avons montré que, les performances du détecteur *CA-CFAR* sont supérieures dans un environnement homogène. Par contre, dans le cas non homogène, il souffre d'une dégradation d'une manière significative; Alors que, le détecteur *OS-CFAR* a présenté une robustesse par rapport au *CA-CFAR* en présence des interférences.

Pour rassembler les performances des deux algorithmes, on a proposé l'algorithme *OR-CFAR* qui peut s'adapter à l'environnement.

2 SUGGESTIONS POUR DES TRAVAUX DE RECHERCHE FUTURS :

Nous avons considéré dans notre étude l'acquisition adaptative de la séquence d'étalement *PN* (Pseudo Noise) dans un milieu Gaussien et Rayleigh (homogène et non homogène), en appliquant les algorithmes *CA-CFAR*, *OS-CFAR*, *And-CFAR* et *OR-CFAR*. Une première suggestion à proposer et de généraliser l'étude, en combinant plusieurs algorithmes *CFAR* par les règles de fusion (*And*, *OR* et *MAJORITÉ*). Il serait intéressant d'appliquer ces algorithmes dans les canaux qui subissent des évanouissements de type *Rice* et *Nakagami-m*, dans un milieu homogène et non homogène.

Dans toutes les études de recherches faites, ils ont considéré que, le cas de la détection basée sur un corrélateur passif malgré qu'il existe aussi le corrélateur actif.

Nous avons appliqué des techniques de détection à taux de fausse alarme constant dans l'acquisition de la séquence d'étalement *PN*, pour un système de recherche hybride adaptatif à antenne unique.

Dans les études faites sur le domaine jusqu'à maintenant, les chercheurs ont considéré l'étalement du spectre à séquence directe utilisant les séquences à longueur maximale. Le système serait plus confidentiel par l'utilisation des codes plus orthogonaux (code de *Gold* et *Kasami*, par exemple). Ou encore, de changer la technique d'étalement du spectre.

Cette annexe est consacrée à la définition des principales fonctions utilisées dans ce mémoire.

A.1 FONCTION GAMMA

La fonction Gamma est définie par l'intégrale généralisée:

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} t^{\alpha-1} e^{-t} dt \quad (\text{A.1})$$

et cette intégrale converge pour tout $\alpha > 0$.

On démontre que:

$$\forall \alpha > 0, \quad \Gamma(\alpha + 1) = \alpha \Gamma(\alpha) \quad (\text{A.2})$$

et ceci implique en particulier que:

$$\forall p \in \mathbb{N}, \quad \Gamma(p + 1) = p! \quad (\text{A.3})$$

où, \mathbb{N} est l'ensemble des nombres naturels.

A.2 FONCTION BETA

La fonction Bêta est notée $\beta(m, n)$, est définie par :

$$\beta(m, n) = \int_0^1 x^{m-1} (1-x)^{n-1} dx, \quad m > 0 \text{ et } n > 0 \quad (\text{A.4})$$

Elle est reliée par la fonction Gamma par :

$$\beta(m, i-j) = \frac{\Gamma(m)\Gamma(i-j+1)}{\Gamma(m+i-j)} \quad (\text{A.5})$$

A.3 CALCUL DE L'INTEGRALE:

➤ $\int_0^{\infty} x^n (1 - e^{-x})^m e^{-kx} dx$, où, $m \in \mathbb{N}$, $n, k \in \mathfrak{R}$ (\mathfrak{R} est l'ensemble des nombres réels)

Tout d'abord:
$$x^n(1 - e^{-x})^m e^{-kx} = \sum_{j=0}^m \binom{m}{j} (-1)^j x^n e^{-(k+j)x} \quad (\text{A.6})$$

avec :

$$\binom{m}{j} = \frac{m!}{j!(m-j)!} \quad (\text{A.7})$$

et en posant; $t = (j+k)x$, on obtient:

$$\int_0^{\infty} x^n e^{-(j+k)x} dx = \frac{1}{(j+k)^{n+1}} \int_0^{\infty} t^n e^{-t} dt = \frac{\Gamma(n+1)}{(j+k)^{n+1}} \quad (\text{A.8})$$

Si $n \in \mathbb{N}$, l'équation (A.8) devient:

$$\int_0^{\infty} x^n e^{-(j+k)x} dx = \frac{n!}{(j+k)^{n+1}} \quad (\text{A.9})$$

Donc, pour $n \in \mathbb{R}$:

$$\int_0^{\infty} x^n (1 - e^{-x})^m e^{-kx} dx = \sum_{j=1}^m \frac{C_m^j (-1)^j \Gamma(n+1)}{(j+k)^{n+1}} \quad (\text{A.10})$$

Pour $n \in \mathbb{N}$:

$$\int_0^{\infty} x^n (1 - e^{-x})^m e^{-kx} dx = \sum_{j=1}^m \frac{C_m^j (-1)^j n!}{(j+k)^{n+1}} \quad (\text{A.11})$$

De [34], on a:

$$\int_h^{\infty} x^m e^{ax} dx = e^{ah} \sum_{j=0}^m (-1)^j \frac{m! h^{m-j}}{(m-j)! a^{j+1}} \quad (\text{A.12})$$

$$\int_0^{+\infty} x^{M-1} e^{-\Delta x} dx = \frac{\Gamma(M)}{\Delta^M} \quad (\text{A.13})$$

$$I_0(x) = \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2i}}{i! \Gamma(i+1)} \quad (\text{A.14})$$

$$\triangleright \int_0^1 f(x) dx = 1 - \int_1^{+\infty} f(x) dx \quad (\text{A.15})$$

A.4 la Formule Gaussien :

$$f_Y(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{\frac{-y}{2\sigma_N^2}}, y \geq 0 \quad (\text{A.16})$$

$$f_Y(y/H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{\frac{-y+m^2}{2\sigma_N^2}} I_0\left(m\sqrt{y}/2\sigma_N^2\right), y \geq 0 \quad (\text{A.17})$$

A.5 la Formule avec Évanouissement Rayleigh :

$$f_Y(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{\frac{-y}{2\sigma_N^2}}, y \geq 0 \quad (\text{A.18})$$

$$f_Y(y/H_1) = \int_0^{\infty} f_Y(y/\alpha, H_1) f_\alpha(\alpha) d\alpha = \frac{1}{2\sigma_N^2(1+\mu)} e^{\frac{-y}{2\sigma_N^2(1+\mu)}}, y \geq 0 \quad (\text{A.19})$$

RÉFÉRENCES

- [1] A. Polydoros, and C. L. Weber "A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition-Part I: General theory," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 32, pp. 542-549, May 1984.
- [2] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, No.7, July 1990.
- [3] T. F. Wong, "Receiver design in DS-CDMA systems with aperiodic random sequences," *Department of Electrical and Computer Engineering University of Florida*, 1997.
- [4] R. L. Picholtz, D. L. Scilling, L. B. Milstein, « Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial », *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-30, N^o.5, May 1982.
- [5] C. J. Kim, H. J. Lee, «Adaptive Acquisition of PN Sequences for DSSS Communication » *IEEE Transaction on Communication*, Vol. 46, N^o. 8, pp. 993-996, August 1998.
- [6] A. J. Viterbi, *Principles of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, 1995.
- [7] R. A. Warsi and A. K. Chaturvedi,«A new Adaptive Serial Search PN Code Acquisition Scheme for DS-CDMA Systems», *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, 17-20, pp. 245-248, Dec 2000.
- [8] H. S. Oh, D. S. Han and C. J. Kim, "An Environmental Robust PN Code Acquisition Architecture In DS-CDMA Systems," *CIC2000, Seoul, Korea*, Vol. 2, pp. 201-205, November 2000.
- [9] H. S. Oh, C. H. Lim and D. S. Han, "Adaptive Hybrid PN Code Acquisition with Antenna Diversity in DS-CDMA Systems," *IEICE Transaction Communication*. Vol. E85-B, No. 4, PP. 716-722, April 2002
- [10] R. Prasad, T. Ojamperä, «An Overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA», *IEEE communications, Telecommunication, IEEE Communications Surveys*, Vol. 1, N^o. 1, Fourth Quarter 1998.
- [11] S. Tabbane, *Réseaux mobiles*, deuxième édition, Edition HERMES, Paris, 1997.
- [12] J.G. Proakis, *Digital Communication*, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [13] C. Guilleminot, *Étude et intégration numérique d'un système multicapteurs AMRC de télécommunication base sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AM*, Thèse doctorat de l'université de Toulouse II, 2005.
- [14] H. KHEDHER, "Effet Des codes correcteurs D'erreurs surs les systèmes CDMA à Taux Multiples," *Département de génie électrique et génie informatique, Université LAVAL*, Mai 1999

RÉFÉRENCES

- [15] H. Krouma, *Utilisation de la technique de diversité d'antennes et l'algorithme CA-CFAR pour l'acquisition de codes PN dans les systèmes DS-CDMA*, Mémoire de Magister, Université de Constantine, Décembre 2005.
- [16] H. Rae, "Performance analysis of a double-dwell serial search technique for cellular CDMA networks in the case of multiple pilot signals," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 6, November 1999
- [17] M. Barkat and S. D. Himonas and P. K. Varshney, "CFAR detection for multiple target situation", *IEE Proceedings*, Vol. 136, PP.193-209, 1989.
- [18] W. Zhuang, "Non-coherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communication," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, Issue. 4, pp. 643-656, November 1996.
- [19] M. Barkat, *Signal detection and estimation*, Artech House, BOSTON, 2005.
- [20] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 38, No.7, July 1990.
- [21] J. Linatti, "On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, Vol. 18, No. 1, January 2000.
- [22] M. Barkat, "On adaptive Cell-Averaging CFAR radar signal detection," *Syracuse University, PhD*, April, 1987.
- [23] M. Barkat and P. K. Varshney, "Adaptive Cell-Averaging CFAR detection in distributed sensor networks," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, Vol. 27, Issue 3, pp. 424-429, May 1991.
- [24] P. GANDHI and S. A. Kassam., "Analysis of CFAR processors in Non omogeneous Backgrounds," *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic SYSTEMS*, Vol. 24, No. 4, July 1988.
- [25] M. Katz, "Code acquisition in advanced CDMA networks," *University of Oulu*, 2002.
- [26] T. F. Wong, «Receiver design in DS-CDMA systems with aperiodic random sequences», Department of Electrical and Computer Engineering University of Florida, 1997.
- [27] A. Polydoros, and C. L. Weber "A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition-Part I: General theory," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 32, pp. 542-549, May 1984.
- [28] M. GRIBI, "Acquisition Adaptative de la Séquence d'étalement PN Dans un système de Communication DS/CDMA," *Ecole Militaire polytechnique*, 2004.
- [29] H. S. Oh, D. S. Han and C. J. Kim, "Adaptive Double-Dwell PN Acquisition in Direct Sequence Spread Spectrum Systems," *MILCOM2000*, Vol.1, No. 1, pp.139-143, Los Angeles, CH, USA, October 2000.