

Université Kasdi Merbah Ouargla
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'Electronique et Des Télécommunications



Memoire
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science et Technologie
Filière : Electronique
Spécialité : systèmes de télécommunications
Présenté par : Nora Hafiane et Samia Arif

Thème

**Acquisition adaptative du code PN utilisant une
antenne intelligente pour la communication mobile
DS-CDMA**

Soutenu publiquement

Le :26/06/2018

Devant le jury composé de:

M^me. Benkrinah Sabra M.C.B Président / examinateur UKM Ouargla

M^r . Nacer Aounallah M.C.B Encadreur UKM Ouargla

M^r . Mohamed Sayah Moad M.A.A Examineur UKM Ouargla

Année : 2017 - 2018

Remerciements

Avant tous nous tenons à remercier ' Allah '.

A travers ce modeste travail, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre professeur et encadeur M^r Nacer Aounallah pour son suivi et pour son énorme soutien, qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de la période du ce projet.

Nos vifs remerciements vont également à messieurs le présidente et les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Nous désirons aussi remercier les professeurs et les enseignants, qui ont fourni les outils nécessaires à la réussite de notre études universitaires depuis notre premier année jusqu'à la fin de notre cycle universitaire et surtout M^r :Mohamed Sayah Moad .

Enfin nous remercions nos cher parents pour nous soutenir et leur fournir des supplications et les plus profonds en reconnaissance de leur sacrifices, aides et encouragement, Sans oublier de remercier tous ceux qui nous a aidé de près ou de loin à réalisation ce projet.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

A mes parents .Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour Dont ils ne cessent de me combler. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A ma mère qui m'a encourager durant toutes mes études, et qui sans elle, maréussite n'aura pas eu lieu.

A mon père , qui est toujours disponible pour nous , et prêt à nous aider , je lui confirme mon attachement et mon profond respect.

A mes chers frères et mes chères sœurs que j'aime beaucoup

A Mon âme sœur : Narimane

A mon oncle Madani et sa famille qui m'ont vraiment aider et que j'aime beaucoup.

A toute la famille Hafiane du grand au petit

A mes deux grand-mères et mon grand-père

A tous mes amis et surtout Asma et Louiza

A toute la promotion électronique et télécommunications.

A tous ceux qui m'ont aidé durant ma vie universitaire .

NORA

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

A ma mère F. Boumadjer et mon père Hacene ARIF

qui m'ont donné tout l'amour et les conseils,

et m'ont encouragé à offrir le meilleur .

A mes frères, dont je suis fier : Khalil, Nessrine, Assala, Amine

A ma tante Soade Mazzar et son mari Taher Mazzar

A tout la famille ARIF et Boumadjer .

*A tous mes amis dans la promotion électronique et
télécommunications.*

Et tout ceux qui m'ont aidé.

SAMJA

Résumé

L'objectif de notre sujet est l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN dans un système DS/CDMA.

Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. De ce fait, dans beaucoup de cas, l'acquisition initiale du code doit être accomplie dans des environnements très dégradés (Le rapport signal/bruit peut être très faible, la présence des brouilleurs, la possibilité de l'évanouissement du canal « fading », et l'existence de l'interférence multi-accès).

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

Nous avons fait notre étude sur la base du détecteur de niveau moyen censuré Taux de fausses alarmes (CMLD-CFAR) en tant que processeur de seuil adaptatif dans les situations des signaux multi-utilisateurs mais avec l'utilisation d'une antenne intelligente.

Pour minimiser l'effet du bruit, interférence d'accès multiple (MAI) des autres utilisateurs, et l'évanouissement par trajets multiples nous avons exploité la notion de la diversité ou niveau d'antenne de réception.

Abstract

The objective of our subject is the adaptive acquisition of the PN pseudo-Noise sequence in a DS / CDMA system.

The propagation conditions are very variable and depend on the environment. As a result, in many cases, the initial code acquisition must be performed in much degraded environments (The signal-to-noise ratio may be very low, the presence of jammers, the possibility of fading of the "fading" channel, and the existence of multi-access interference).

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

We did our study on the basis of the Censored Mean Level Detector- Constant False Alarm Rate (CMLD-CFAR) as an adaptive threshold processor in multi-user signals situations but with the use of a smart antenna.

To minimize the effect of noise, Multiple Access Interference (MAI) from other users, and multipath fading we have exploited the notion of diversity at the receiving antenna level.

المخلص:

الهدف من موضوعنا هو دراسة وتحليل الاستحواد التكيّفي للتسلسل العشوائي PN الخاطئ في نظام DS / CDMA. ظروف الانتشار متغيرة للغاية وتعتمد على البيئة. وبالتالي ، في كثير من الحالات ، يجب إجراء الاستحواد الأولي على الكود في بيئات متدهورة للغاية (قد تكون نسبة الإشارة إلى الضوضاء منخفضة للغاية ، ووجود أجهزة التشويش ، وإمكانية تلاشي القناة ، ووجود تداخل متعدد الوصلات) .

ولذلك ، فإننا نقترح ترتيباً تكيفياً لعتبة الكشف عن طريق استخدام معدل إنذار الخاطئ ثابت (CFAR) معروف جيداً في مجال الكشف .

لقد قمنا بدراستنا على أساس الكاشف المتوسط على مستوى معدل الإنذار الخاطئ (CMLD-CFAR) كمعالج عاكس متكيف في حالات إشارات المستخدمين المتعددين ولكن مع استخدام هوائي ذكي.

ولتقليل تأثير الضوضاء وتداخل الدخول المتعدد (MAI) من مستخدمي آخرين وتلاشي متعدد المسيرات، استخدمنا مفهوم التنوع في هوائي الاستقبال.

Liste des Abréviations

AAP	Adaptive Acquisition Processor
AMRC	Accès Multiple à Répartition par code
AMRF	Accès Multiple à Répartition dans les fréquences
AMRT	Accès Multiple à Répartition dans le Temps
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BLU	Best Linear Unbiased
CUT	Cell Under Test
CA-CFAR	Cell-Averaging Constant False Alarm Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
CML	Censored Maximum Likelihood
CMLD	Censored Mean Level Detector
CMLD-CFAR	Censored Mean Level Detector Constant False Alarm Rate
DS	Direct Sequence
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSP	Digital Signal Processing
DS/SS	Direct Sequence Spread Spectrum
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GCMLD	Generalized Censored Mean Level Detector xiii

GO-CFAR	Greatest of CFAR
GSM	Global System for Mobile Communication
OEM	Onde ElectroMagnétique
IS-95	Interim Standard 95
ISI	Inter-Symbol Interference
LMS	Least Mean Square
MSE	Mean Square Error
MAI	Multiple Access Interference
OS-CFAR	Order Statistics CFAR
PN	Pseudo-Noise
RF	Radio Frequency
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SNR/chip	Signal to Noise Ratio for chip
SO-CFAR	Smallest of CFAR
TDMA	Time Division Multiple Access
TM-CFAR	Trimmed Mean CFAR
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System

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 .

$\beta(\cdot)$	Fonction Beta
β	Multiplicateur de Lagrange
B	La Bande d'un singal avant l'étalement
B_e	La Bande d'un singal étalé
C_{ij}	Le coût associé à la décision D_i sachant que l'hypothèse H_j est vraie
$\mathbf{d}(t)$	Le signal d'information avant l'étalement
f_s	Fréquence de la séquence
F_s	Facteur d'étalement
$f_y(\mathbf{y})$	Fonction densité de probabilité
$F_Y(\mathbf{y})$	Fonction de répartition
$J(\beta)$	Fonction Objective
H_0	Hypothèse nulle
H_1	Hypothèse alternative
M	Nombre d'éléments d'antenne
m	paramètre de non centralisation
n_b	Nombre de bits
N	période de la séquence PN

N_c	Les cellules de référence
P	puissance d'émission
P_d	Probabilité de détection
P_{fa}	Probabilité de fausse alarme
P_{fa/H_0}	Probabilité de fausse alarme sous hypothèse nulle
P_{fa/H_1}	Probabilité de fausse alarme sous hypothèse alternative
P_m	Probabilité de non détection « miss »
\mathfrak{R}	Le risque conditionnel
T_{acq}	Temps d'acquisition
\bar{T}_{acq}	Temps d'acquisition moyen
T_b	Durée d'un bit
T_c	Durée d'un chip
T	Coefficient de seuil adaptatif du détecteur CFAR
T_s	Durée d'un symbole
α	Valeur de la probabilité de fausse alarme désirée
$\Lambda(\cdot)$	Rapport de vraisemblance
η	Le seuil de décision

Liste des Figures

Figure I.1: Les techniques d'accès multiple: (a) FDMA , (b) TDMA, et (c) CDMA.	6
Figure I.2: Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	8
Figure I.3: Effet de l'opération de l'étalement sur les brouilleurs	10
Figure I.4: Circuit de la recherche série	12
Figure I.5: Circuit de la recherche parallèle	13
Figure I.6: l'espace d'observation pour le CDMA	14
Figure I.7: La variation de la probabilité de fausse alarme suivant la variation de la puissance du bruit	17
Figure I.8: Schéma de principe d'un détecteur CFAR	17
Figure I.9: Processeurs CFAR faisant la moyenne de niveau	18
Figure I.10: Processeur OS-CFAR	19
Figure I.11: Processeur TM-CFAR	19
Figure I.12: Schéma représentatif d'une antenne adaptative	20
Figure I.13: Processus d'adaptation d'un réseau d'antennes	21
Figure I.14: Classification des algorithmes adaptatifs	22
Figure II.1: Système de communication DS-CDMA	27
Figure II.2 : Schéma bloc du modèle de système de communication	29
Figure II.3: Structure de corrélateur (détecteur non cohérent)	30
Figure II.4: Processeur LMS	30
Figure II.5: Processeur CMLD-CFAR	31
Figure II.6: Diagramme de transition d'état circulaire.	34
Figure II.7: Comparaison de probabilités de détection par l'utilisation du	36

traitement CA-CFAR avec un système CMLD-CFAR avec signaux interférents.	
Figure II.8: Effet du nombre d'antennes M sur la performance de détection.	37
Figure II. 9: Comparaison de P_d à différents nombres d'éléments d'antennes et différentes valeurs de nombre de cellules censurées.	38
Figure II.10: Effet du nombre de cellules de référence sur les performances de détection.	39
Figure II.11: Effet de la longueur totale de corrélation sur la performance de détection.	40
Figure II. 12: Effet du nombre d'éléments d'antennes M sur le Tacq.	41
Figure II.13: Effet de la longueur de corrélation R sur SNR/chip .	42

Liste de Tableaux

Tableau II.1: Valeurs de simulation de la probabilité de détection moyenne Pd pour différentes nombre d'éléments d'antennes .	37
Tableau II.2: Valeurs de simulation du Pd moyenne pour différentes nombres d'éléments d'antennes M et différentes valeurs de nombre de cellules censurées K.	38
Tableau II.3: Valeurs de simulation du Pd moyenne pour différentes nombres d'éléments d'antenne et les nombre de cellules de référence	39
Tableau II.4: Valeurs de simulation du Pd moyenne pour différentes nombres de longueur de corrélation	40
Tableau II.5: Valeurs de Tacq pour différents nombre d'éléments d'antennes.	42

Sommaire

Remerciements	I
Dédicaces	II
Dédicaces	III
Résumé	IV
Abstract.....	V
Liste des Abréviations	VII
Liste des symboles	IX
Liste des Figures	XI
Liste de Tableaux	XIII
Sommaire	XIV
1. Introduction générale :.....	2
I.1. Introduction :.....	5
I.2. Techniques D'accès Multiple :	5
I.3. Principes de la communication mobile :	6
I.3.1. Étalement de spectre :.....	6
I.3.2. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe :	7
I.3.3. Codes d'étalement :	9
I.3.4. Avantages du système DS-CDMA :.....	9
I.3.5. Inconvénients du système DS-CDMA :.....	10
I.3.6. Réception des signaux à étalement du spectre en séquence directe :	10
I.3.7. Stratégies d'acquisition :.....	12
I.4. Théories de la détection:.....	13
I.4.1. Critères de décision :.....	14
I.4.2. Détecteurs à taux de fausse alarme constant (CFAR) :.....	16
I.5. Antennes intelligentes :	20
I.5.1. Structure d'un réseau adaptatif d'antenne :.....	20
I.5.2. Méthodes de formation de faisceaux :	21
I.5.3. Types des antennes intelligentes :	22
I.5.4. Avantages des antennes intelligentes :.....	23
I.6. Conclusion :	24

II.1. Introduction	25
II.2. Modélisation d'un Système CDMA élémentaire	25
II.3. Architecture de Bloc Récepteur.....	25
II.4. L'analyse de Systeme.....	25
II.5. Résultats de Simulation.....	25
II.6. Conclusion.....	25
II.1. Introduction :	26
II.2. Modélisation d'un Système CDMA élémentaire :	27
II.2.1. Emetteur :.....	27
II.2.2. Canal de propagation :.....	27
II.2.3. Récepteur :	28
II.3. Architecture de Bloc Récepteur :	28
II.3.1. Corrélateur :	29
II.3.2. Processeur LMS (Least Mean Square):.....	30
II.3.3. Processeur CMLD:	31
II.4. Analyse de Systeme :	32
II.4.1. Probabilité de fausse alarme :	32
II.4.2. Probabilité de détection :	33
II.5. Résultats de simulation:.....	35
II.5.1. Résultats de probabilité de détection :	36
II.5.2. Résultats de temps d'acquisition moyen :.....	40
II.6. Conclusion :	44
Références:.....	46

Introduction générale

1. Introduction générale :

Le canal radio est fondamentalement un moyen de diffusion. C'est pourquoi un signal transmis par un utilisateur peut potentiellement être reçu par tous les autres utilisateurs situés dans la zone couverte par l'émetteur. Bien que cette possibilité soit très intéressante pour certaines applications, comme la radiodiffusion ou la télédiffusion, elle requiert un contrôle des accès rigoureux en communications mobiles.

Alors la partie la plus critique d'un système de télécommunications se situe dans les derniers kilomètres à parcourir pour distribuer l'information à l'utilisateur terminal. Les futures générations des réseaux d'accès se doivent d'y apporter des solutions innovantes, afin de répondre au besoin croissant d'échanges de données entre les utilisateurs. En effet, à la voix s'ajoutent aujourd'hui de nouveaux services multimédia, tels que la vidéo haute définition, l'Internet haut débit ..., dont les transferts d'information doivent s'effectuer, dans la plupart des cas, de manière simultanée.

L'objectif des communications mobiles est de fournir des canaux de communications à la demande entre un terminal mobile et une station de base qui connecte l'utilisateur à l'infrastructure du réseau fixe. Les critères de conception de tels systèmes incluent la capacité, la complexité et la qualité de service. Tous ces critères sont influencés par la méthode utilisée pour fournir l'accès multiple. Quoiqu'il en soit, l'inverse est vrai : les méthodes d'accès doivent être choisies avec soin à la lumière de l'importance relative des critères de conception ; ainsi que des caractéristiques des systèmes.

Notre sujet est basé sur l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN dans un système DS/CDMA. Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. De ce fait, dans beaucoup de cas, l'acquisition initiale du code doit être accomplie dans des environnements très dégradés (Le rapport signal/bruit peut être très faible, la présence des brouilleurs, la possibilité de l'évanouissement du canal « fading », et l'existence de l'interférence multi-accès). Les systèmes de communication DS-CDMA ont reçu un intérêt considérable pour la littérature et le problème du pseudo-bruit (PN), l'acquisition est l'un des sujets qui ont été largement étudiés.

Introduction générale

Pour transmettre un signal de données dans les systèmes de communication à séquence directe (DS), l'expéditeur utilise un code PN pour diffuser le signal avant la transmission. Ce même code est alors utilisé par le récepteur pour l'opération de désétalement. Pour pouvoir démoduler correctement le signal reçu, le récepteur doit d'abord effectuer la synchronisation des codes PN entre le code reçu et le code généré localement. Le processus de la synchronisation est habituellement réalisé en deux étapes : l'Acquisition et la poursuite (Tracking) [22]

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

Le système de communication proposé considère toujours l'acquisition du code PN en utilisant une antenne intelligente, mais avec l'algorithme "Censored Mean Level Detector- Constant False Alarm Rate" (CMLD-CFAR), en tant que processeur de seuil adaptatif dans des signaux multi-utilisateurs .

Le reste du présent mémoire est organisé comme suit : le chapitre 1 qui représente en général des bases théoriques , explique les préliminaires de communication à spectre étalé, accès multiple par répartition en code (CDMA), acquisition de code PN pour un récepteur à séquence directe, seuillage adaptatif à traitement CFAR et antenne intelligente.

Le chapitre 2, qui englobe le modèle de notre système utilisé, l'analyse et la discussion sur les résultats, nous présentons d'abord le système à étudier pour une communication sans fil large bande. Nous présentons ensuite une analyse détaillée en décrivant des expressions pour la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection, et le temps d'acquisition moyen. Finalement, l'interprétation des résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB sont présentés avec nos conclusions.

Enfin, une conclusion générale sur le travail effectué dans ce manuscrit clôture notre recherche.

Chapitre I :

Fondements théorique

Résumé:

Dans ce chapitre, nous essayons de présenter des informations théoriques de base qui sont en rapport avec notre sujet de recherche. Les principaux points de l'étude nécessaire sont l'étalement du spectre de communications, le seuillage adaptatif de la détection CFAR et l'antenne intelligente. Par conséquent, nous donnons d'abord un aperçu sur la communication à spectre étalé et par division du code l'accès multiple (CDMA). Ensuite, l'acquisition de code PN en séquence directe CDMA par les récepteurs est discutée. Les concepts de détection de traitement du signal et de seuillage adaptatif du taux de fausse alarme constant (CFAR) est alors présenté. Nous terminons le chapitre par une section sur les antennes intelligentes.

I.1.Introduction

I.2. Techniques d'accès multiple

I.3. Principes de la communication mobile

I.4. Théories de la détection

I.5.Antennes intelligentes

I.6. Conclusion

I.1. Introduction :

Les systèmes de communication sans fil, qui sont basés sur diverses technologies à croissance rapide, devenus de plus en plus importants dans de nombreux domaines de notre vie quotidienne. Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution ,car il a connu un progrès technologique au cours des dernières années , grâce à la forte demande de la population et de l'industrie.

I.2. Techniques d'accès multiple :

Les communications sans fil , qui s'appuient sur des techniques d'accès multiples déterminent la façon dont les signaux de plusieurs émetteurs partagent le spectre avec aucune ou faible interférence, de sorte que les récepteurs sont capables de distinguer les signaux des expéditeurs.

Les systèmes d'accès multiple les plus intuitifs sont ceux qui permettent aux différents utilisateurs de transmettre:

- ✚ Sur des bandes de fréquence disjointes : Accès Multiple à Répartition en fréquences (AMRF) ou plus communément " Frequency Division Multiple Access (FDMA) ".
- ✚ Pendant des laps de temps différents : Accès Multiple à Répartition en Temps (AMRT) ou plus communément "Time Division Multiple Access (TDMA) ".
- ✚ Par l'utilisation des codes orthogonaux : Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC) ou plus communément" Code Division Multiple Access (CDMA)".

En FDMA, le spectre de fréquences disponible est divisé en plusieurs disjointes les bandes de fréquence qui sont attribuées à chaque utilisateur individuel comme indiqué sur la figure I-1-a. Alors, tous les utilisateurs peuvent transmettre simultanément (c'est-à-dire en même temps) en utilisant ces petits canaux de bande passante. D'un autre côté, TDMA divise le temps de transmission en une série d'intervalles de temps fixes répétés , appelés cadres qui sont composés d'un nombre des intervalles de temps comme indiqué sur la figure I-1-b. Chaque emplacement est attribué à un utilisateur, il est donc autorisé à transmettre ou recevoir dans cette période de la trame. Les utilisateurs transmettent en utilisant séquentiellement toute la bande passante disponible. En FDMA/TDMA, chaque utilisateur est fourni avec certaines ressources, fréquence /intervalle de temps, qui est disjoint de ceux de toute autre utilisateur. Une approche complètement différente est le CDMA qui ne nécessite pas l'attribution des ressources disjointes de fréquence ou de temps pour chaque utilisateur. Au lieu de cela, le système affecte toutes les

Chapitre I: Fondements théoriques

ressources à tous les utilisateurs, comme le montre la figure I-1-c. Les canaux uniques sont créés en affectant chaque utilisateur une séquence de code unique qui n'est pas corrélée avec les codes d'autres utilisateurs. [10-11]

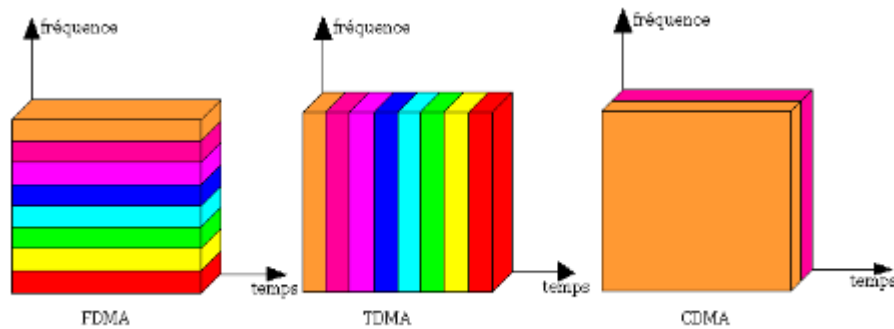


Figure I.1: Techniques d'accès multiple: (a) FDMA, (b) TDMA, et (c) CDMA.

Le CDMA est la technique de modulation la plus populaire dans le spectre de la Communication sans fil.

I.3. Principes de la communication mobile :

I.3.1. L'étalement de spectre :

L'étalement du spectre est apparu dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée successivement par N. Wiener et C. E. Shannon. Les techniques d'étalement de spectre étaient tout d'abord destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement, tels que GPS et NAVSTAR, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards: IS-95, UMTS, IEEE 802.11.... Le principe de l'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale C du canal perturbée par un bruit additif gaussien:

$$C = B \cdot \log \left(1 + \frac{PS}{PB} \right) \quad (I.1)$$

Chapitre I: Fondements théoriques

où: C : est la capacité maximale du canal en bit/s

B : la bande occupée par le signal émis en Hertz (Hz)

PS: la puissance du signal émis en watt (W) et

PB: la puissance du bruit en watt

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information C donnée, il est possible d'utiliser soit une bande B étroite et un fort rapport PS/PB, soit une large bande B et un faible rapport PS/PB. L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande largement supérieure à celle du signal utile [12]. Pour réaliser l'opération d'étalement de spectre, il existe deux principales techniques [13] :

- **la séquence directe**, appelée aussi codage direct qui est bien connue dans la littérature sous le sigle DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum), est réalisée en utilisant un signal ou une séquence pseudo-aléatoire, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Cette technique, utilisée dans les systèmes combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, sera plus amplement détaillée par la suite
- **le saut de fréquence** qui, comme son nom l'indique, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo-aléatoires. Elle est encore connue dans la littérature sous l'abréviation FH-SS pour Frequency Hopping Spread Spectrum.

I .3.2. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe :

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons dans ce mémoire à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe. Elle consiste à additionner (modulo-2) le message d'information numérique à un code pseudo aléatoire, aussi appelé signature, dont le débit numérique est supérieur à celui du message. Ainsi, la largeur de bande occupée par le signal émis est beaucoup plus importante que celle occupée par le message à transmettre. En notant Td la durée d'un symbole et Tc celle d'un chip du code d'étalement tel que $Td = \alpha Tc$ ($\alpha \in N$), le signal émis a une largeur de bande $B = 1/Tc$ supérieure à celle du message à transmettre' $= 1/Td$.

Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain d'étalement Ge [12]

$$Ge = B / B' = Td / Tc \quad (I.2)$$

En réception, une opération de corrélation entre le signal reçu et une réplique synchrone du code d'étalement utilisé en émission, permet de restituer le message d'information (figure I.2).

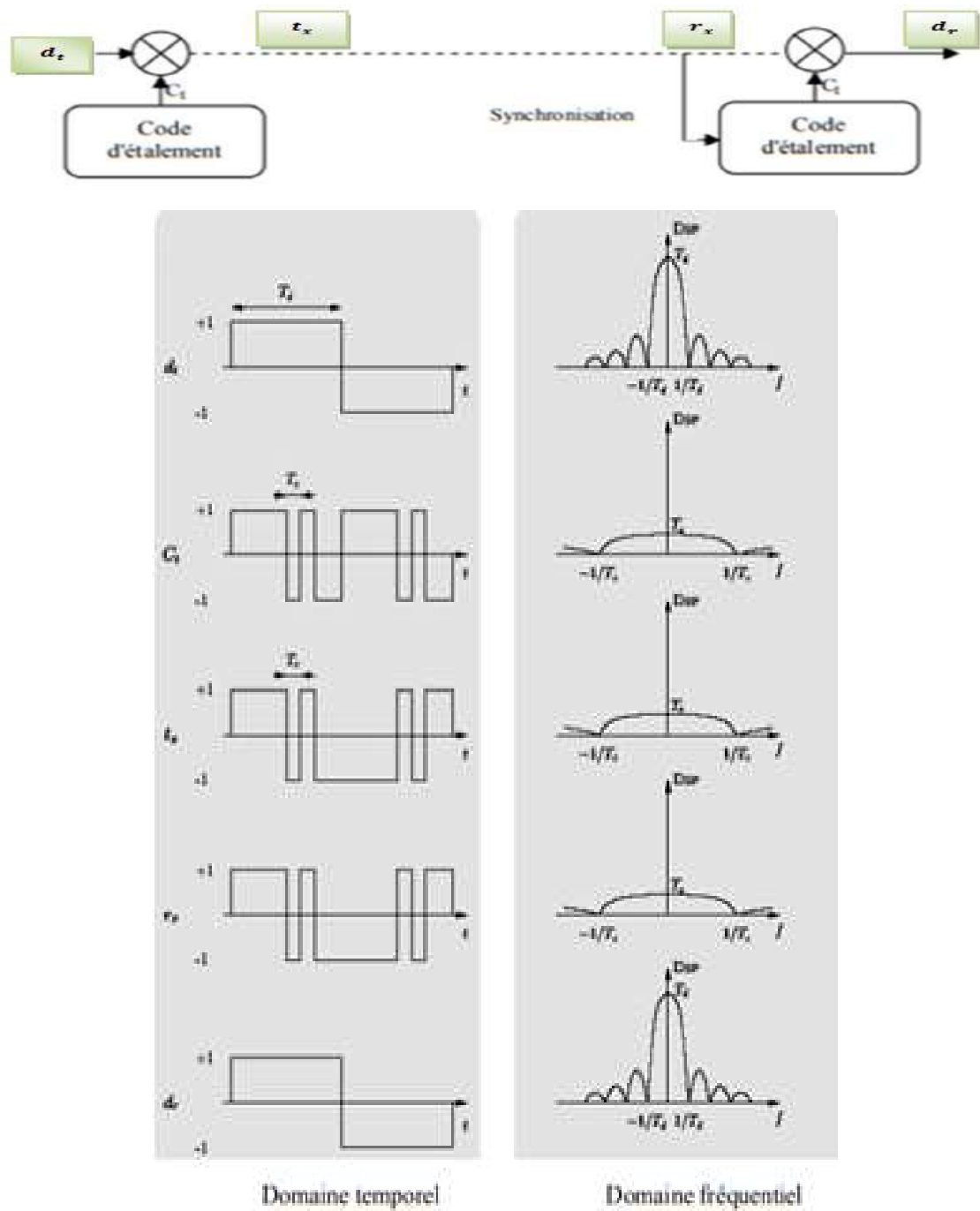


Figure I.2: Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

I.3.3. Les codes d'étalement :

Les performances (en détection et en synchronisation) d'un récepteur CDMA opérant simplement par corrélation avec le code désiré sont conditionnées par les propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation des codes. Pour le choix d'un code ou d'un jeu de codes, la littérature s'intéresse généralement aux fonctions d'inter-corrélation des codes [14,15]. Les familles de séquences de code $c(t)$ que nous parlons pour un système de communication doivent, avant tout, posséder les caractéristiques suivantes [14]:

- ✓ Une séquence doit être facilement distinguable d'une version décalée d'elle-même, et cela pour toutes les séquences de la famille.
- ✓ Chaque séquence doit être facilement distinguable de toutes les autres séquences de la famille (décalée ou non). Les séquences à longueur maximale, les codes de Gold ou encore les codes de Walsh Hadamard, sont les différentes familles de codes couramment utilisées dans les systèmes de communications.

I.3.4. Avantages du système DS-CDMA :

L'étalement de spectre est une technique possédant de nombreux avantages. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer [14,9]:

- Une faible densité spectrale de puissance (DSP) du signal émis vis-à-vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Par ailleurs, le spectre du signal étalé se confond avec le spectre d'un bruit. Ce bruit est d'autant plus blanc que la séquence pseudo-aléatoire a un débit élevé. C'est pour cette raison que l'on parle de code d'étalement Pseudo-Noise (PN).
- Une faible probabilité d'interception, parce qu'il est noyé dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication. En effet, la corrélation entre le signal émis et un code différent ne permet pas de ramener la puissance du message d'information dans la bande d'origine B' . Par conséquent, le signal étalé présente un certain degré de protection sécurisant la communication.
- Une robustesse vis-à-vis de brouilleurs à bande étroite : l'opération de désétalement étant identique à celle de l'étalement, tout signal interférant à faible bande est étalé au niveau du récepteur comme le montre la figure I.3.

Chapitre I: Fondements théoriques

- La possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences

En plus des avantages énumérés précédemment la DS-CDMA présente d'autres avantages comme:

- La génération du code est simple et une seule multiplication est nécessaire pour générer le signal DS-SS (Direct Sequence SpreadSequence).
- L'utilisation d'une seule porteuse offrant un générateur de fréquence simple.
- Aucune synchronisation n'est nécessaire entre les utilisateurs.

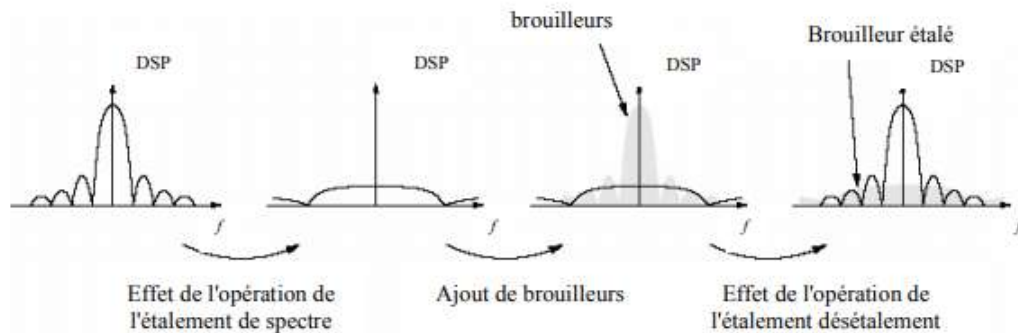


Figure I.3: Effet de l'opération de l'étalement sur les brouilleurs

I.3.5. Inconvénients du système DS-CDMA :

Malgré ces nombreux avantages, l'étalement de spectre présente aussi deux inconvénients majeurs. Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre. De plus, pour effectuer les opérations d'étalement et de désétalement, un accroissement de la complexité de l'émetteur et du récepteur, dû entre autres à l'ajout de générateurs de séquences pseudo-aléatoires et à la mise en œuvre de techniques spécifiques de synchronisation, est inévitable.

I.3.6. Réception des signaux à étalement du spectre par séquence directe :

Les récepteurs de signaux à étalement du spectre par séquence directe comportent trois modules qui effectuent chacun une tâche particulière : la démodulation, l'acquisition et la poursuite (tracking) [13].

Dans cette sous-section, nous décrivons brièvement ces trois fonctions du récepteur ainsi que la façon dont elles peuvent être implantées dans un système à spectre étalé.

❖ La démodulation :

La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur, c'est-à-dire de « désétalement » le signal reçu. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée. La démodulation de l'information est obtenue par la multiplication du signal reçu $r(t)$ dans le cas antipodal par une copie $c(t)$ du code PN de l'utilisateur correspondant générée localement au récepteur, qu'on appellera à partir de maintenant code PN local. Par cette multiplication, le code PN est retiré du signal à démoduler. On retrouve donc, en théorie, le signal bande de base $d(t)$ tel que montré dans la partie supérieure de la figure II.2 Comme ce signal est également additionné de bruit $n(t)$, le récepteur doit décider, à tous les Td , durée d'un bit d'information, si c'est un 1 ou un 0 qui a été transmis.

Dans les systèmes à spectre étalé conventionnels pour lesquels il y a utilisation d'une porteuse, la multiplication par le code PN local est suivie d'une récupération des données à partir de la porteuse et souvent d'un décodeur. La récupération de l'information grâce au système de démodulation qui vient d'être décrit ne peut fonctionner que si le code PN local est synchronisé avec le signal reçu. Cette fonction est assurée par la partie synchronisation du récepteur, qui est formée des modules "acquisition et poursuite".

❖ L'acquisition :

L'acquisition est le processus par lequel le signal reçu est aligné grossièrement avec le code PN local, habituellement à plus ou moins une fraction de chip près. Une séquence connue est habituellement envoyée par l'émetteur afin, de permettre au récepteur d'acquérir le signal avant le début de la démodulation.

❖ La poursuite :

Une fois l'acquisition est terminée, le signal se trouve aligné à une fraction de chip près avec le code PN local. Le module "poursuite" prend ensuite le relais afin d'aligner ces deux signaux plus précisément et afin de compenser la dérivée des horloges s'il y a lieu. La poursuite est effectuée de façon continue grâce à une boucle de rétroaction et permet ainsi de maintenir une synchronisation fine entre les signaux. Si la synchronisation est perdue, le récepteur peut retourner à la phase acquisition pour revenir ensuite à la poursuite. Dans ce mémoire nous nous intéressons à la phase d'acquisition à laquelle plusieurs auteurs et chercheurs 'étudient et proposent diverses méthodes.

I.3.7. Stratégies d'acquisition :

A)- 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 représenté sur la figure I.4. Dans ce cas, la complexité de circuit est basse. Cependant, le temps de pénalité lié à un échec (miss) est large [12].

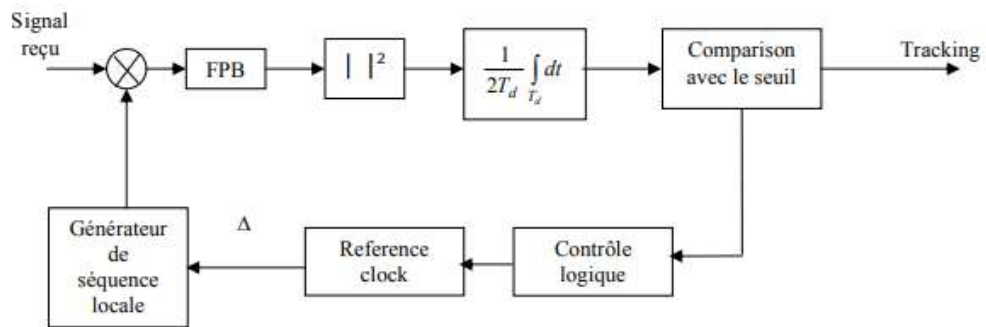


Figure I.4 :Circuit de la recherche série

Par conséquent nous devons choisir un plus grand temps d'intégration pour réduire la probabilité d'échec. Ainsi la recherche série prend un grand temps total d'acquisition (acquisition lente).

B)- Recherche parallèle :

Au contraire de la méthode de la recherche série, dans la stratégie de la recherche parallèle nous examinons toutes les phases possibles simultanément comme représenté sur la figure I.5.

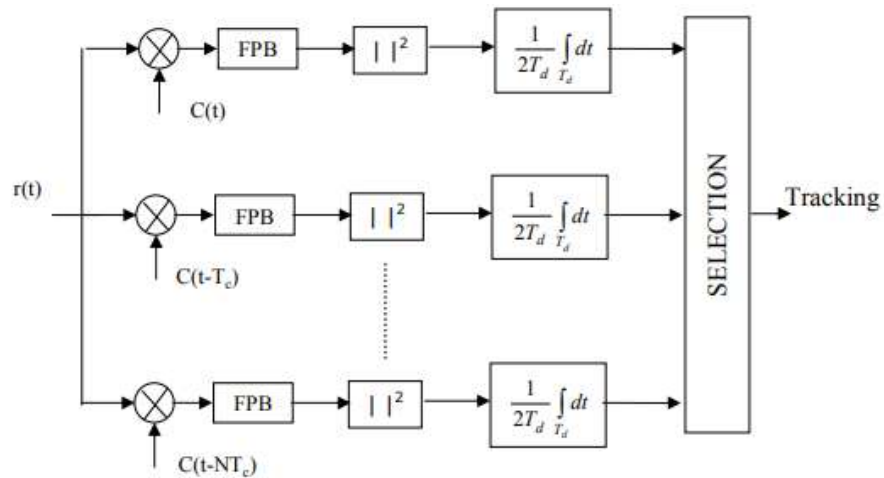


Figure I.5: Circuit de la recherche parallèle

Évidemment, la complexité de circuit de la recherche parallèle est importante et le temps total d'acquisition est beaucoup plus petit que celui de la recherche série [12].

I.4. Théories de la détection:

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 détection pour le système CDMA, à une phase donnée $\tilde{\tau}$, la sortie du détecteur Y 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, la position synchrone sera bien détectée. On le précise que si le décalage du code local est moins petit que la durée d'un chip, aussi bien que dans des 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.

Toutefois il existe des cas où la phase synchrone pourrait être incorrectement déclarée, c'est le cas d'une fausse alarme.

Nous avons donc un problème de décision binaire où les deux hypothèses possibles sont:

- H_0 : correspond au cas où la phase présumée $\tilde{\tau}$ ne s'accroche pas avec la phase du code PN reçu (non synchronisation),
- H_1 : signifie que la phase présumée $\tilde{\tau}$ s'accroche avec la phase du code PN reçu (Synchronisation).

Chapitre I: Fondements théoriques

Sur la base de son observation du signal reçu, l'observateur doit faire le choix de l'hypothèse la plus vraisemblable. Pour ce faire, il doit appliquer un critère de décision. Notons par D_i les différentes décisions, alors le choix entre ces deux hypothèses peut conduire aux quatre situations suivantes:

- Décider H_0 alors que H_0 vraie ($H_0=1, D_0=1$).
- Décider H_0 alors que H_1 vraie ($H_1=1, D_0=1$).
- Décider H_1 alors que H_0 vraie ($H_0=1, D_1=1$).
- Décider H_1 alors que H_1 vraie ($H_1=1, D_1=1$).

Les deux premiers cas correspondent à une prise de décision correcte; les deux cas suivants correspondent à des décisions erronées.

Le critère de décision établit une stratégie destinée à réduire au minimum le risque d'une décision incorrecte. Il peut être interprété comme une règle permettant de diviser l'espace d'observation Z_e en deux régions mutuellement exclusives Z_{e1} et Z_{e2} (figure I.6).

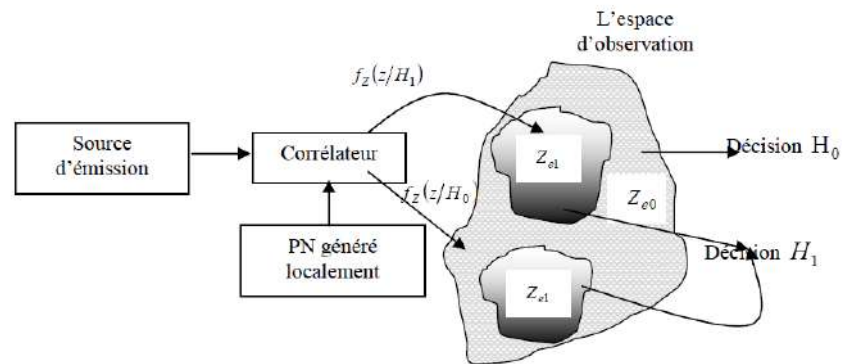


Figure I.6: L'espace d'observation pour le CDMA

I.4.1. Les critères de décision :

Les trois principaux critères usuels sont le critère de Bayes, le test minimax et le critère de Neyman-Pearson.

A) Critère de Bayes:

On définit un « coût » $C_{ij}(r, D)$, $i = 0, 1$ et $j = 0, 1$, qui représente la pénalité ou la perte associée à l'événement conjoint (r émis, Décision D prise). Le coût attaché à l'événement conjoint représente donc en quelque sorte le prix à payer pour chacune des décisions. Afin de privilégier les bonnes décisions, on attachera alors un coût important aux mauvaises décisions et un coût nul, ou négatif, aux bonnes décisions.

Chapitre I: Fondements théoriques

Le critère de Bayes est applicable lorsque l'on a une connaissance a priori des probabilités (H_0) et $P(H_1)$. Ce critère consiste à déterminer les régions Z_{e1} et Z_{e2} de l'espace de décision de manière à rendre minimum la probabilité d'erreur totale [13]. Une fonction risque définie comme étant, la moyenne statistique de l'ensemble des couts associés aux probabilités de leurs situations, respectives. Après manipulation mathématique détaillée dans [13], nous obtiendrons:

$$\Lambda(Y) = \frac{f_{Y/H_1}(Y/H_1)}{f_{Y/H_0}(Y/H_0)} \quad (I.3)$$

$$\eta = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \quad (I.4)$$

où, $\Lambda(Y)$ est le rapport de vraisemblance et η est le seuil de décision. Ainsi, la stratégie de détection s'écrit :

$$\Lambda(Y) \begin{matrix} H_1 > \\ H_0 < \end{matrix} \eta \quad (I.5)$$

B) Critère de Minimax :

Dans la plupart des cas pratiques, les probabilités à priori, $P(H_i)$, $i = 0,1$, ne sont pas connues et le critère d'optimisation de la décision est basé sur les risques conditionnels \mathfrak{R}_j $j = 0,1$. La règle de décision optimale est celle dont la valeur maximale des risques conditionnels est minimale par rapport à d'autres règles. Cette règle de décision est connue sous le nom de stratégie minimax [13]. La règle Minimax est un cas particulier de critère de Bayes pour la plus défavorable distribution à priori des hypothèses, $P(H_i)$, $i = 0,1$ pour laquelle le risque moyen de Bayes a la plus grande valeur. Cette approche consiste à sélectionner une valeur de P_1 pour laquelle le risque est maximum, puis on minimise la fonction risque. Le rapport de vraisemblance devient:

$$\Lambda(Y) \begin{matrix} H_1 > \frac{(1-P_1)(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \\ H_0 < \end{matrix} \quad (I.6)$$

et équation de minimax est donc:

$$(C_{11} - C_{00}) + P_m(C_{01} - C_{11}) + P_{fa}(C_{10} + C_{00}) = 0 \quad (I.7)$$

C) 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, $P(H_i)$ qui déterminent la valeur du seuil auquel le rapport de vraisemblance est comparé.

Chapitre I: Fondements théoriques

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.

Ce critère consiste à fixer la probabilité de fausse alarme à une valeur admissible arbitraire α_a et à chercher, sous cette contrainte et dans la mesure du possible, à rendre maximum la probabilité de détection P_d (ou d'une manière équivalente, rendre minimum P_m) Dans le cas général, cette minimisation sous contrainte peut être menée par la méthode des extrema liés (multiplicateur de Lagrange λ). Le test de vraisemblance associé au critère de Bayes est alors remplacé par le [13,3]

$$\ln \Lambda(Y) \geq \ln \lambda(\alpha_a) \quad (I.8)$$

Le seuil $\lambda(\alpha_a)$ est déterminé par la relation :

$$P_{fa} = \text{prob}[\Lambda y > \lambda/H_0] = \alpha_a \quad (I.9)$$

Dans le cas le plus simple (seuil de décision unique), $\lambda = Y_{seuil}$ est directement déterminé, pour α_a fixé, par :

$$P_{fa} = \alpha_a = \int_{Y_{seuil}}^{\infty} F_{Y/H_0}(Y/H_0) dy \quad (I.10)$$

La probabilité d'échec est alors simplement donnée par:

$$P_m = \int_{\infty}^{Y_{seuil}} F_{Y/H_1}(Y/H_1) dy \quad (I.11)$$

I.4.2. Détecteurs à 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 l'environnement change [13]. 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 indiqué sur la figure I.7, c'est pour cette raison que nous avons besoin à des méthodes le seuillage adaptatif .

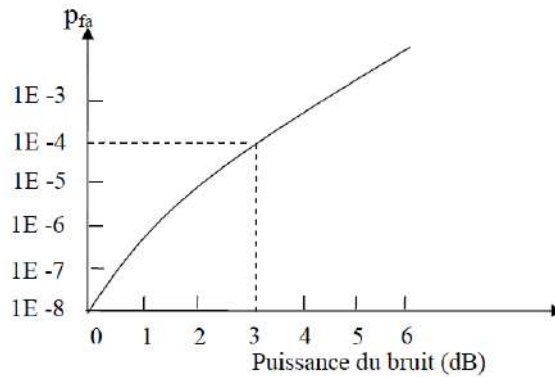


Figure I.7: Variation de la probabilité de fausse alarme suivant la variation de la puissance du bruit

Dans la détection des signaux inconnus, la tâche d'un récepteur d'interception est de décider si seulement le bruit qui est présent ou bien c'est le signal plus le bruit. Typiquement, un récepteur d'interception calcule une statistique de décision (par exemple, énergie totale) et la compare à un seuil qui dépend des statistiques de bruit. Le choix correct de ce seuil est important, puisqu'il nous permet de déterminer la probabilité de fausse alarme, ainsi que la probabilité de détection.

Si les statistiques de bruit sont connues, le seuil idéal de détection pourra être déterminé. Mais, si les statistiques de bruit sont inconnues, on sera alors obligé à adapter des méthodes de seuillage adaptatif, afin de maintenir le taux de fausse alarme constant TFAC (Constante False Alarm Rate "CFAR").

Beaucoup de processeurs CFAR qui sont utilisés dans les systèmes radar ont été également appliqués dans les systèmes DS/CDMA pour réaliser l'acquisition des séquences PN. Le principe de ces détecteurs CFAR se base sur l'observation des données d'une fenêtre d'analyse pour déterminer le seuil local de détection comme le montre la figure I.8.

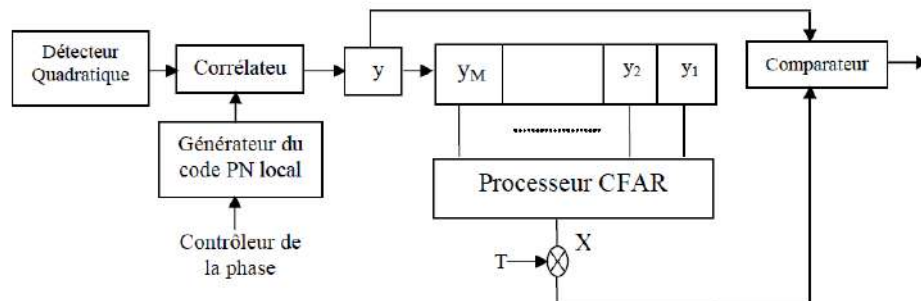


Figure I.8: Schéma de principe d'un détecteur CFAR

Chapitre I: Fondements théoriques

La valeur seuil du comparateur du détecteur adaptatif est actualisée conformément à l'amplitude des signaux reçus. En conséquence, les sorties de corrélateur sont envoyées en série dans un registre à décalage de longueur $M+1$. Le premier registre noté y mémorise la sortie de la puissance du signal pour la phase de test. Les autres M enregistrements sont appelés les cellules de références, ils mémorisent les sorties des autres M puissances des phases précédentes. Le seuil est calculé en appliquant un algorithme CFAR posé par l'environnement.

Le seuil de détection est calculé "par blocs", c'est-à-dire d'après la puissance moyenne d'une "fenêtre" constituée de quelques cellules de fouillis, adjacentes à la cellule testée. La fenêtre est ainsi déplacée sur toutes les cellules, ce qui a pour but d'adapter le seuil de détection à la puissance locale du fouillis. Cette procédure est optimale dans des environnements de fouillis Gaussien homogène, et lorsque la taille de la fenêtre augmente, les performances du CA-CFAR tendent vers les performances du détecteur classique à seuil fixe, calculé sur l'ensemble des cellules de référence bruit. Cependant, cette technique souffre d'une augmentation de la probabilité de fausse alarme lors des transitions du fouillis dans des environnements non homogènes.

Nombreuses variantes à ce détecteur ont été proposées [16]. Les deux plus proches sont le Greatest-Of-CFAR (ou GO-CFAR) et le Smallest-Of-CFAR (ou SO-CFAR), qui utilisent plusieurs fenêtres glissantes, pour déterminer non pas la moyenne des puissances, mais respectivement la plus grande et la plus petite des valeurs. Dans le cas où deux fenêtres sont utilisées, elles constituent par exemple les cellules précédant et succédant la cellule testée (figure I.9).

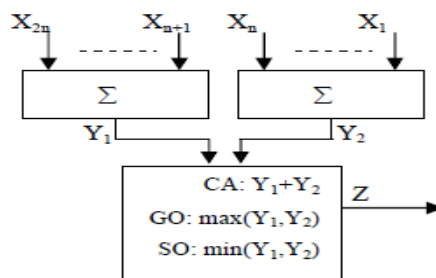


Figure I.9: Processeurs CFAR faisant la moyenne de niveau

Le GO-CFAR offre de meilleures performances de détection que le CA-CFAR en présence de fouillis présentant des ruptures alors que ses performances se dégradent en environnement homogène. Par opposition au GO-CFAR, le SO-CFAR permet une meilleure

Chapitre I: Fondements théoriques

discrimination en présence de multi-trajet, alors que ses performances se dégradent en environnement présentant des ruptures.

Les techniques, dites de "censoring", procèdent à une sélection de quelques cellules pour déterminer la valeur du seuil. Par exemple, l'Order Statistic-CFAR (ou OS-CFAR, [16]) ordonne, dans la fenêtre, les cellules de référence d'après leur puissance, et leur attribue un "rang", dont le plus grand est noté M . Le seuil de détection est ensuite calculé d'après la statistique d'ordre d'un rang présélectionné (figure I.10). Ce détecteur est plus robuste que le CA-CFAR en environnement non homogène et en situations multi-trajet. Ses pertes TFAC sont minimisées lorsque la plus grande valeur M est utilisée.

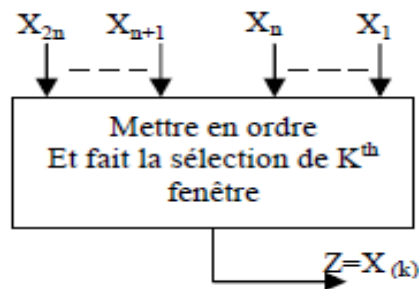


Figure I.10 :Processeur OS-CFAR

Une autre technique proche du OS-CFAR est appelée TrimmedMean-CFAR (TM-CFAR,[16]) figure I.11. Les cellules sont ordonnées selon leurs puissances croissantes et un certain nombre (prédéfini à l'avance) des plus grandes valeurs est éliminé pour ensuite procéder comme un CA-CFAR.

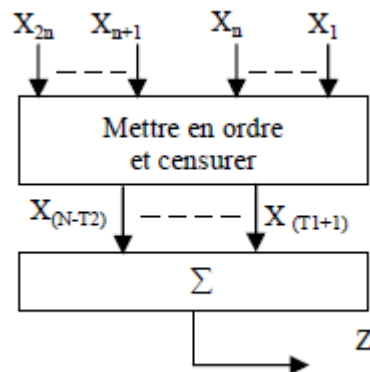


Figure I.11:Processeur TM-CFAR

I.5. Antennes intelligentes :

Un système d'antenne intelligente (smart antenna) se compose en réalité d'une série d'antennes élémentaires (linéaires, circulaires, etc.) dont les signaux reçus sont pondérés et combinés en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et améliorer la réception ou la transmission. Cette technique, regroupe les traitements de signal et les algorithmes adaptatifs employés pour contrôler, en temps réel, le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.

L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des variations du canal de propagation. Ces systèmes permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction du signal utile.

I.5.1. Structure d'un réseau adaptatif d'antenne :

La structure d'un réseau adaptatif [17-18] d'antennes est illustrée par la figure I.12. Elle est constituée d'un réseau de N antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments. Cette fonction qui est principale dans un système à antenne intelligente est appelée la formation du faisceau (beamforming).

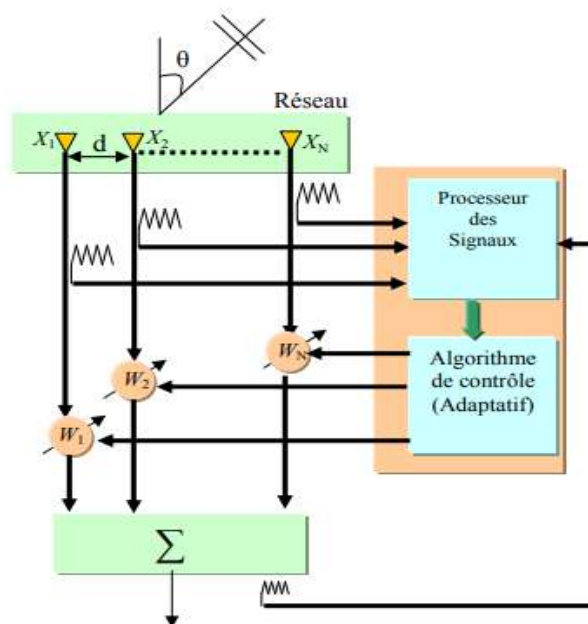


Figure I.10: Schéma représentatif d'une antenne adaptative

I.5.2. Méthodes de formation de faisceaux :

La plupart des algorithmes de formation de faisceau, utilisés par l'antenne intelligente ou plus précisément par l'antenne adaptative, sont dérivés des algorithmes d'égalisation pour être utilisés dans le traitement spatial. Les échantillons spatiaux sont les échantillons d'entrée par opposition aux échantillons temporels dans l'égalisation. Un réseau d'antennes (figure I.13) adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation. Plusieurs critères existent et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou le signal émis. [19]

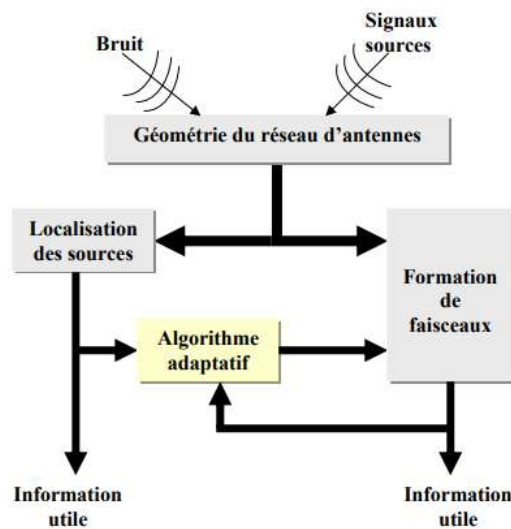


Figure I .11:Processus d'adaptation d'un réseau d'antennes

Il existe différents algorithmes d'adaptation qui sont divisés en deux groupes principaux (voir figure I.14):

- **Méthodes aveugles:** dans lesquelles un signal de référence connu par l'émetteur et le récepteur est utilisé pour ajuster le vecteur de pondération. Il est envoyé par l'émetteur pendant une période de référence au récepteur.
- **Méthodes non aveugles:** ces méthodes dites aussi autodidactes et ont pour but de restituer directement la séquence d'information transmise sans nécessiter ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal.

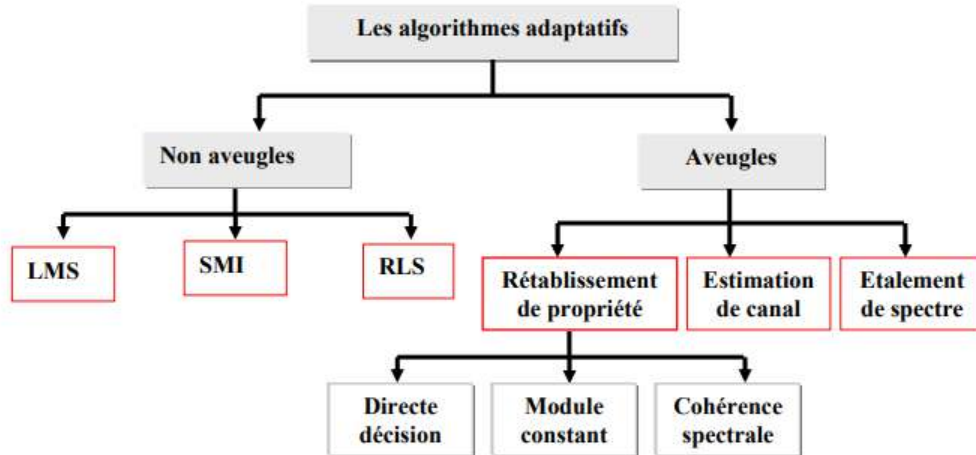


Figure I.12: Classification des algorithmes adaptatifs

I.5.3. Types des antennes intelligentes :

Il existe deux types de systèmes des antennes intelligentes: les systèmes à faisceaux commutés (switched Beam, SBA) et les systèmes des antennes réseaux adaptatives (adaptive array antennas). Les deux types de systèmes permettent d'augmenter le gain en fonction de la localisation de l'utilisateur. Cependant, seul le système adaptatif permet d'obtenir un gain optimal par identification, suivi et minimisation de l'interférence des signaux. C'est la stratégie du système adaptatif et les gains additionnels qui permettent d'obtenir des performances substantielles et une flexibilité par rapport à l'approche plus passive de la commutation de rayon.[20]

1. Une antenne intelligente à faisceau commutable:

Ce type utilise des circuits analogiques (commutateurs) pour modifier la phase et l'amplitude des excitations des éléments du réseau. Il est le plus simple du point de vue du traitement de signal et de la complexité du circuit.

2. Une antenne intelligente à réseau adaptatif:

Ce type est numérique dans sa grande partie. Il sert à ajuster en temps réel son diagramme de rayonnement en fonction du changement spatial du rapport signal à bruit, ou le rapport signal à interférences.

I.5.4. Avantages des antennes intelligentes :

Les avantages de l'utilisation des antennes intelligentes sont multiples et peuvent être récapitulés en ce qui suit: [21]

1. Annulation des brouillages Co-canal, et donc une augmentation du rapport signal à interférent (RSI). L'annulation dans les directions des interférents est réalisée en formant des zéros dans le diagramme de rayonnement.
2. Augmentation de la portée grâce au gain obtenu sur le rapport signal à bruit (RSB). Le lobe principal de l'antenne est orienté dans la direction du mobile, une localisation du mobile dans l'espace est donc nécessaire.
3. Limitation de la dispersion des retards en réduisant l'effet des trajets multiples.
4. Augmentation de la capacité: Dans les systèmes cellulaires par exemple, l'annulation des interférences Co-canal permet une réutilisation plus importante des fréquences (diminution du nombre de cellules par motif).
5. Meilleurs services: l'utilisation des systèmes à antenne intelligente permet au réseau d'avoir l'accès aux informations spatiales sur les utilisateurs. Cette information peut être envoyée pour évaluer la position des utilisateurs avec beaucoup plus de précision que dans le réseau existant.
6. Dépenses réduites: à cause du rendement de la puissance fournie par le système à antenne intelligente en combinant les entrées des multiples éléments pour optimiser le gain disponible vers l'utilisateur, et qui résulte dans les coûts réduits d'amplificateur et la faible consommation d'énergie.
7. Compatibilité: La technologie d'antenne intelligente peut être appliquée à différentes techniques d'accès multiples, telles que TDMA, FDMA et CDMA. Elle est compatible avec presque toutes les méthodes de modulation et des bandes passantes.

I.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA, TDMA et CDMA. Le principe de l'étalement du spectre à séquence directe est bien détaillé en décrivant ces principaux avantages et inconvénients. Ensuite nous avons introduit le principe de l'acquisition initiale de la séquence PN et le principe de quelques critères de décision qui se basent sur un seuil fixe et nous avons introduit le principe des détecteurs CFAR en présentant ces différentes structures. Finalement, nous avons décrit en bref la technologie des antennes intelligentes.

Chapitre II :

Modèle de système, analyse, et résultats de simulation

Résumé:

Dans ce chapitre, nous décrivons le système de communication sans fil Qui a étudié par Sofwan et Barkat dans [1]. Le système proposé adopte une antenne intelligente et une détection CFAR à seuil adaptatif. Le processeur CMLD-CFAR est considéré pour l'acquisition du code PN dans les systèmes DS-CDMA .

Nous définissons les formes des expressions mathématiques relatives à la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection, et le temps d'acquisition moyen. La performance du système de communication à large bande considérée est étudiée et analysée. Les résultats de la simulation montrent que le système considéré est robuste dans un environnement à trajets multiples réel.

II.1. Introduction

II.2. Modélisation d'un Système CDMA élémentaire

II.3. Architecture de bloc Récepteur

II.4. Analyse de Système

II.5. Résultats de Simulation

II.6. Conclusion

II.1. Introduction :

Comme nous l'avons déjà vu dans le chapitre précédent, pour communiquer avec les systèmes CDMA, une acquisition de code PN devrait être effectuée d'abord. Habituellement le problème d'acquisition temporel du système DS/CDMA (Direct Séquence CDMA) est résolu par l'intermédiaire d'une approche en deux étapes [22,23].

- Mode d'acquisition initiale qui est le processus par lequel le signal reçu est aligné grossièrement avec le code PN local à plus au moins une fraction de chip près.
- Une fois l'acquisition initiale est terminée, le module de poursuite (Tracking) prend ensuite le relais afin d'aligner ces deux signaux plus précisément. La poursuite est effectuée de façon continue grâce à une boucle de rétroaction, boucle à retard de phase «DLL: Delay Lock Loop», qui permet ainsi de maintenir une synchronisation fine entre les signaux.

Dans les systèmes d'acquisition conventionnels, seule la structure des systèmes d'acquisition changes pour gagner une meilleure exécution en termes du temps d'acquisition. Cependant ces méthodes conventionnelles utilisent un seuil fixe qui est ajusté dans des conditions spécifiques. Il est difficile de produire un service de communication de haute qualité dans des états variables du canal de propagation. En outre, les signaux reçus sont sujets également à un évanouissement et l'ajout du bruit. Ainsi, puisque le niveau du signal n'est pas stable (inconnue) et encore l'environnement où se propage le signal contient des interférences (signaux non désirés), 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.

Plusieurs techniques CFAR ont été employées dans l'acquisition du code DS/CDMA pour combattre la variabilité et l'instabilité de la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} .

Dans ce mémoire, nous considérons le système de communication avec des antennes intelligentes proposé dans [1], et un processeur de seuillage adaptatif CMLD-CFAR.

II.2. Modélisation d'un Système CDMA élémentaire :

Considérons le modèle de la figure II .1. Il s'agit d'un système avec U utilisateurs. La modulation des données , ainsi que l'étalement sont réalisés avec une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). Chaque utilisateur émet avec la même puissance.

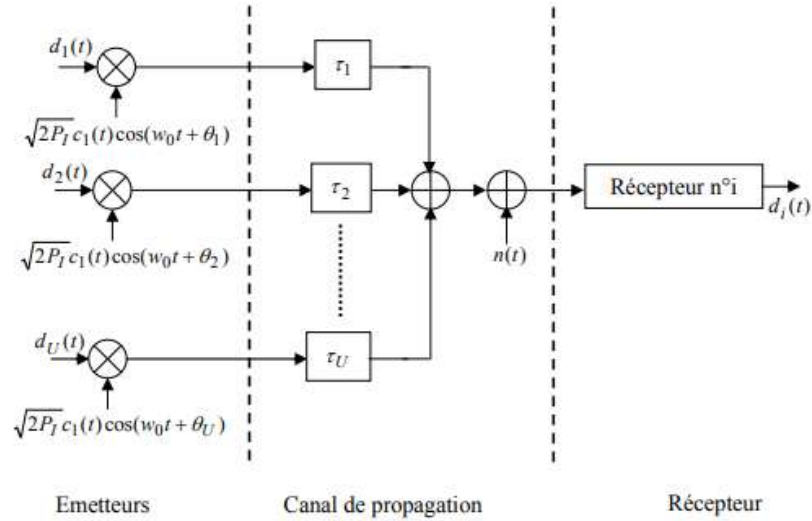


Figure II. 1: Système de communication DS-CDMA

II.2.1. L'émetteur :

Le signal transmis du i^{eme} utilisateur, où $i = 1, \dots, D$, est donné par:

$$S_i = \sqrt{2P_{Ti}} d_{i(t)} c_{i(t)} e^{j(w_{ct} + \epsilon_i)} \quad (II.1)$$

Où P_{Ti} est la puissance transmise du le signal, d_i est la donnée de signal, c_i est le code de séquence d'étalement PN, w_c est la fréquence porteuse angulaire, et ϵ_i est la phase du i^{eme} modulateur de l'émetteur. Il est supposé qu'aucun signal de données n'est envoyé pendant le processus d'acquisition (c.-à-d. $d_1(t) = 1$).

II .2.2. Le canal de propagation :

Les signaux propagent par un canal fréquence-sélectif, lorsque leur spectre est affecté par la fonction de transfert du canal, ayant pour résultat une dispersion de temps de la forme d'onde. Nous considérons un canal de propagation (canal gaussien avec l'évanouissement de Rayleigh). Les L (le nombre des trajets (Paths)) poids du pas $\{\alpha_{up}\}$ sont des variables aléatoires de Rayleigh indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d).

II.2.3. Le récepteur :

Le signal reçu à la station de base peut être considéré comme la somme du signal à synchronisation initiale de phase (d'intérêt) des U-1 signaux de transmission de données (interférence à utilisateurs multiples) et du bruit additif blanc gaussien (AWGN). Il peut être exprimé sous la forme [24]:

$$r_m(t) = \sqrt{2p_s} \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} a_{1i} c_1 (t - \tau_1 - lT_c) e^{j(\omega_c t + \phi_{1i} - \pi(m-1) \sin \theta)} \right\} + \sqrt{2p_I} \left\{ \sum_{i=2}^D \sum_{i=0}^{L-1} a_{ii} d_i (t - \tau_i - lT_c) c_i (t - \tau_i - lT_c) e^{j(\omega_c t + \phi_{ii} - \pi(m-1) \sin \theta)} \right\} + n(t) \quad (\text{II.2})$$

où τ_i sont les retards relatifs associés à un schéma de transmission asynchrone, qui sont modélisés par des variables aléatoires iid uniformément distribuées, alors que $n(t)$ présente le bruit additif blanc Gaussien (AWGN) avec une double densité spectrale de puissance de $N0/2$. Noter que, puisque les U-1 utilisateurs interférents sont dans le processus de transmission de données, nous supposons que leurs signaux ont une puissance idéalement commandée et la puissance reçue moyenne de chaque signal interfèrent est exprimée par p_I . Cependant, pour la synchronisation de l'utilisateur initial, il est irréalisable d'inventer un contrôleur de puissance proche de l'idéale avant la réussite de synchronisation. Par conséquent, cet utilisateur peut seulement compter sur le contrôleur de puissance de boucle ouverte selon l'évaluation de l'état du canal, et par conséquent la puissance reçue moyenne à la station de base de l'utilisateur de synchronisation initiale est habituellement différente de celle des usagers de la transmission de données. Cette puissance est exprimé p_s .

II.3. Architecture de Bloc Récepteur :

Le schéma de principe du système d'acquisition PN proposé pour la communication à large bande est représenté sur la figure II-2. Le système consiste en une antenne intelligente avec comprend M élément d'antennes; chaque élément d'antennes est suivi par un corrélateur qui corrèle la séquence de code PN reçu avec la séquence de code PN générée localement. Les sorties des corrélateurs, servent d'entrées au processeur LMS pour mettre à jour le vecteur de poids de l'antenne intelligente. Après la détermination des vecteurs des pondérations (poids) optimales, les sorties de la corrélation spatiale qui est la somme de l'ensemble des signaux pondérés par le processus adaptatif LMS entrent dans le processeur CMLD-CFAR. Ce dernier qui est une ligne à

retard à prises, utilisée pour définir le seuil adaptatif aidant à prendre une décision finale afin de savoir s'il y a acquisition ou non.

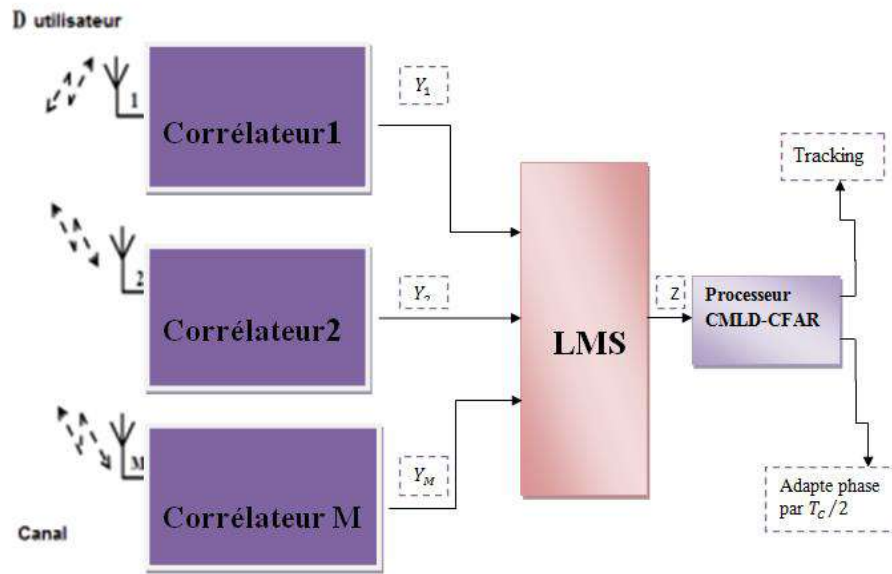


Figure II. 2 : Schéma bloc du modèle de système de communication

II.3.1.Corrélateur :

Le corrélateur de l'acquisition de code PN qui suit le $m^{ième}$ élément d'antennes dans le système est représenté sur la figure II.3. Le signal reçu est d'abord converti en deux composantes ;une en phase (I) et l'autre en quadrature (Q) . Ces composantes sont ensuite multipliées par un code PN généré localement $c(t - jT_c/2), j = 0, 1, \dots, N_c$ (N_c représenter le nombre de chips dans une période), et intégré sur l'intervalle de temps $\tau_{D=RT_c}$ en secondes (R est la longueur totale de corrélation, pour donner respectivement les composantes des branches I et Q qui sont Y_{cjm} et Y_{sjm} . Ces dernières sont mises au carré et sommées pour donner la sortie du corrélateur Y_{jm} , c'est-à-dire $Y_{jm} = |Y_{cjm}|^2 + |Y_{sjm}|^2$.

La sortie Y_{jm} sera une valeur de corrélation élevée lorsque le retard actuel du code PN local (c'est-à-dire la phase de code testée) est une cellule de phase de code synchronisée avec laquelle la séquence de code PN local est alignée avec l'un des signaux de trajets multiples du premier utilisateur (hypothèse H_1). Sinon, il s'agira d'une valeur négligeable en raison du non-alignement (hypothèse H_0).

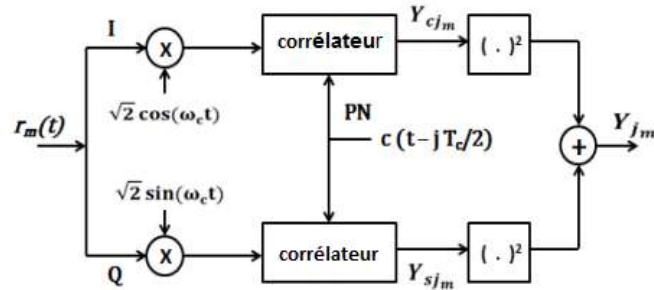


Figure II. 3: Structure de corrélateur (détecteur non cohérent)

II.3.2. Processeur LMS (Least Mean Square) :

Les sorties $Y_{jm}, m = 1,2 \dots, M$, à partir des M corrélateurs sont des entrées pour le processeur LMS, comme indiqué dans la figure suivante.

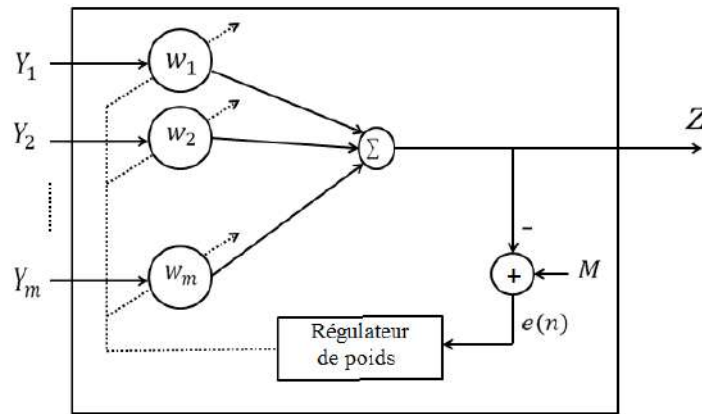


Figure II. 4: Processeur LMS

L'algorithme adaptatif à gradient stochastique (LMS : Least Mean Square) calcule itérativement le vecteur de poids optimal afin d'obtenir une sortie de corrélation spatiale qui atteint le minimum de l'erreur quadrature moyenne (MSE) entre le signal désiré et la sortie du processeur LMS. La pondération du processeur LMS maximise la sortie en adaptant directement les poids $W_m, m = 1,2 \dots, M$ proportionnels au pas d'adaptation μ . Ce paramètre est supposé être $\mu = 1/M$ pour atteindre la convergence.

Ainsi, la valeur du signal d'erreur utilisé par le processeur LMS pour ajuster les poids de manière adaptative dans l' $i^{\text{ème}}$ itération est : $e(n) = M - W_v^H(n)Y_v(n)$, où Y_v et W_v sont les vecteurs des sorties et des poids du corrélateur respectivement.

La procédure itérative du processeur LMS est donnée par [1] :

$$W_v(n + 1) = W_v(n) + \mu e^*(n)Y_v(n) \quad (\text{II.3})$$

II.3.3. Processeur CMLD:

Les sorties du processeur LMS sont alimentées en série dans un registre à décalage de longueur $N_c + 1$ comme indiqué sur la figure II.5 . Le premier registre, noté Z_0 ,stocke la sortie actuelle du processeur LMS . Les N_c suivants egistres, désignés par $Z_c(c = 1,2 \dots, N_c)$ sont les cellules de référence. Premièrement, les Z_c sont classés par ordre croissant en fonction de leur amplitude $Z_{(1)} \leq Z_{(2)} \dots \leq Z_{(N_c)}$, où $Z_{(j)}$, (avec $j = 1,2 \dots, N_c$) représente les statistiques d'ordre des échantillons Z_c . Ensuite, les K cellules les plus classées sont censuré, où K est le nombre des H_1 cellules résultant de l'alignement des signaux multi-trajets du premier utilisateur, et les autres sont combinés pour donner une estimation de niveau de bruit de fond U .

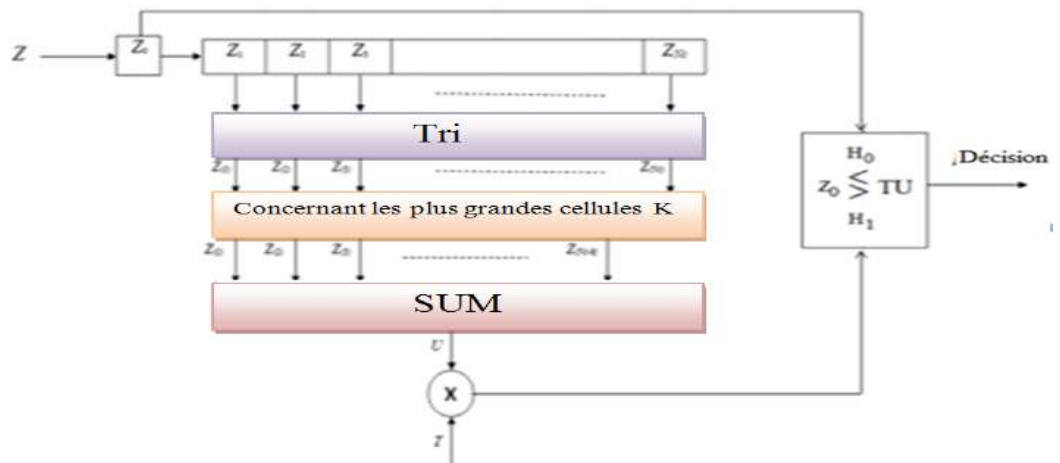


Figure II. 5: Processeur CMLD-CFAR

$$U = \sum_{j=1}^{N_c - K} Z_{(j)} \tag{II .4}$$

Après cela, la valeur U est mise à l'échelle par le multiplicateur de seuil T pour atteindre la conception de la probabilité de fausse alarme. Si Z_0 est supérieur au seuil TU , une acquisition de code PN est déclarée et la boucle de poursuite est déclenchée. Sinon, le schéma d'acquisition modifie la phase de code PN généré localement et la recherche continue jusqu'à ce qu'une phase de code PN correcte est trouvée.

II.4. Analyse de Système :

Dans cette section, nous donnons les expressions nécessaires de la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection, et le temps d'acquisition moyen afin d'étudier et d'analyser la performance d'acquisition PN du système proposé.

II.4.1.Probabilité de fausse alarme :

La probabilité de fausse alarme est exprimée comme suit :

$$P_{fa} = E_U[P(Z_0 > TU/H_0)] = MU \left[\frac{T}{2\sigma_0^2 M} \right] = MU \left[\frac{T}{a} \right] \quad (\text{II.5})$$

Où MU est la fonction génératrice du moment de l'estimation U et $a = 2\sigma_0^2 M$.

et

$$\sigma_0^2 = \frac{(L-1)\Psi}{3R} + \frac{L(D-1)B\Psi}{3R} + \frac{1}{2RS_c}$$

Avec :

S_c : représente SNR /chip

Les échantillons classés $Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(N_c-k)}$, ne sont pas des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d) même quand les échantillons originaux $Z_c, c = 1, 2, \dots, N_c$, sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d). Cependant, depuis que les Z_c échantillons (i.i.d) sont exponentiellement distribués, la transformation suivante en variables aléatoires $W_1, W_2, \dots, W_{N_c-k}$ résulte des quantités indépendantes [25]:

$$\begin{aligned} W_1 &= Z_{(1)} \\ W_2 &= Z_{(2)} - Z_{(1)} \\ &\dots \\ &\dots \\ W_{N_c-k} &= \dots, Z_{(N_c-k)} - \dots, Z_{(N_c-k-1)} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

La pdf des statistiques d'ordre X_j des variables aléatoires X_1, \dots, X_j est donné par:

$$f_{X(j)}(x) = \frac{N!}{(j-1)!(N-j)!} f_X(x) [F_X(x)]^{j-1} [1 - F_X(x)]^{N-j}, j = 1, \dots, N \quad (\text{II.7})$$

Où $F_X(x)$ est la fonction de distribution cumulative. Donc la pdf de W_1 est:

$$f_{w1}(z) = \frac{N_c}{a} e^{-\frac{zN_c}{a}} \quad (\text{II.8})$$

En utilisant cette relation et la relation (II.7), la pdf des variables aléatoires i.i.d W_2, \dots, W_{N_c-k} est comme suit:

$$f_{wi}(z) = \frac{N_c-i+1}{a} e^{-\frac{z(N_c-i+1)}{a}}, \quad i = 2, \dots, N_c - k \quad (\text{II.9})$$

Laissez-nous définir une autre transformation:

$$V_i = (N_c - k - i + 1)W_i, \quad i = 1, \dots, N_c - k \quad (\text{II.10})$$

Les variables aléatoires V_i sont indépendants depuis que W_i sont indépendants. Ainsi, la valeur de U estimé est donnée par:

$$U = \sum_{j=1}^{N_c-k} V_j \quad (\text{II.11})$$

Les V_i sont des fonctions de variables aléatoires W_i sous la forme;

$$V_i = c_i W_i, c_i = N_c - k - i + 1 \quad (\text{II.12})$$

La fonction génératrice du moment(MGF) de U est simplement le produit de la MGF individuelle de V_i . Donc, la probabilité de fausse alarme est:

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^{N_c-k} M_{Vi} \left(\frac{T}{a} \right) \quad (\text{II.13})$$

Où:

$$M_{Vi} \left(\frac{T}{a} \right) = \frac{(N_c - i + 1)/(N_c - k - i + 1)}{T + (N_c - i + 1)/(N_c - k - i + 1)}, \quad i = 1, 2, \dots, N_c - k \quad (\text{II.14})$$

II.4.2. La probabilité de détection :

La probabilité de détection de la valeur de corrélation élevée qui résulte d'un alignement du code PN local avec l'un quelconque des signaux à trajets multiples sous la phase de code actuellement testée est donnée par:

$$P_{d_l} = E_U [P(Z_0 > TU/H_1)] = M_U \left[\frac{T}{2\sigma_0^2(M+M^2V)} \right] = M_U \left[\frac{T}{b} \right], l = 0, \dots, L \quad (\text{II.15})$$

Où M_U est la MGF de l'estimation U et $b = 2\sigma_0^2(M+M^2V)$. P_{d_l} est déduite de la même manière que P_{fa} et ainsi P_{d_l} est donné par:

$$P_{d_l} = \prod_{i=1}^{N_c-k} M_{vi} \left(\frac{T}{b} \right) \quad (\text{II.16})$$

et

- Une distribution a priori uniforme qui signifie que chaque nœud a la même probabilité de lancer la recherche, $\pi_j \frac{1}{v}, j = 1, 2, \dots, v$.
- Le temps de traitement du LMS et du CMLD-CFAR n'a aucune incidence sur la dérivation du temps d'acquisition moyen.
- Les gains des différentes branches sont comme suit :

$$H_0(Z) = (1 - P_{fa})Z^{\tau D} + P_{fa}Z^{(1+p)\tau D} \quad (\text{II.18})$$

$$H_D(Z) = \sum_{j=1}^N P_{dj} \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) \right] Z^{j\tau D} \quad (\text{II.19})$$

$$H_M(Z) = \left[\prod_{j=1}^N (1 - P_{dj}) \right] Z^{N\tau D} \quad (\text{II.20})$$

$$H(Z) = \frac{1}{v} \frac{H_D(Z)(1 - H_0^v(Z))}{(1 - H_M(Z)H_0^{v-1}(Z))(1 - H_0(Z))} \quad (\text{II.21})$$

Le temps d'acquisition moyen est calculé pour être:[21]

$$T_{acq} = \left. \frac{dH(z)}{dz} \right|_{z=1} \quad (\text{II.22})$$

Quand il n'y a qu'un seul état absorbant qui est l'état ACQ, T_{acq} sera alors [3]

$$T_{acq} = \frac{1}{H_D(1)} \left[H_D'(1) + H_M'(1) + (v-1)H_0'(1) \cdot \left(1 - \frac{H_D(1)}{2}\right) \right] \quad (\text{II.23})$$

On remplace (II.18),(II.19) et (II.20) dans (II.23), \bar{T}_{acq} s'écrit :

$$\begin{aligned} \bar{T}_{acq} &= \left[\frac{2 \sum_{j=1}^N j P_{dj} \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) \right] + 2N \left[\prod_{j=1}^N (1 - P_{dj}) \right]}{2 \sum_{j=1}^N P_{dj} \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) \right]} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(v-1)(1 + pP_{fa})(2 - \sum_{j=1}^N P_{dj} \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) \right])}{2 \sum_{j=1}^N P_{dj} \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) \right]} \right] \quad (\text{II.24}) \end{aligned}$$

II.5. Résultats de Simulation :

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation MATLAB obtenus pour système de communication sans fil considéré dans un canal multivoies à évanouissement lent de Rayleigh

II.5.1 Résultats de probabilité de détection :

Pour la simulation, la probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-3}$, la longueur totale de corrélation de l'intervalle de temps est fixée à la valeur $R = 128$ et le nombre de les cellules de référence est $N_C = 24$, sauf indication contraire. Les valeurs de ces simulations les paramètres sont les mêmes que ce qui a été utilisé dans [1] et aussi ils sont utilisés dans de nombreux papiers à des fins de simulation.

Il a été montré dans [1] que le système proposé dans [15] a les mêmes performances que le système considéré en utilisant une antenne intelligente et un traitement CA-CFAR de seuillage adaptatif avec un nombre de cellules de référence $N_C = 24$. La figure II.7 montre que la performance de détection du système considéré en utilisant CA-CFAR. Nous observons que l'excision des signaux interférents des cellules de référence avant d'estimer le niveau de puissance du bruit améliore la probabilité de détection. C'est l'essence du détecteur CMLD-CFAR.

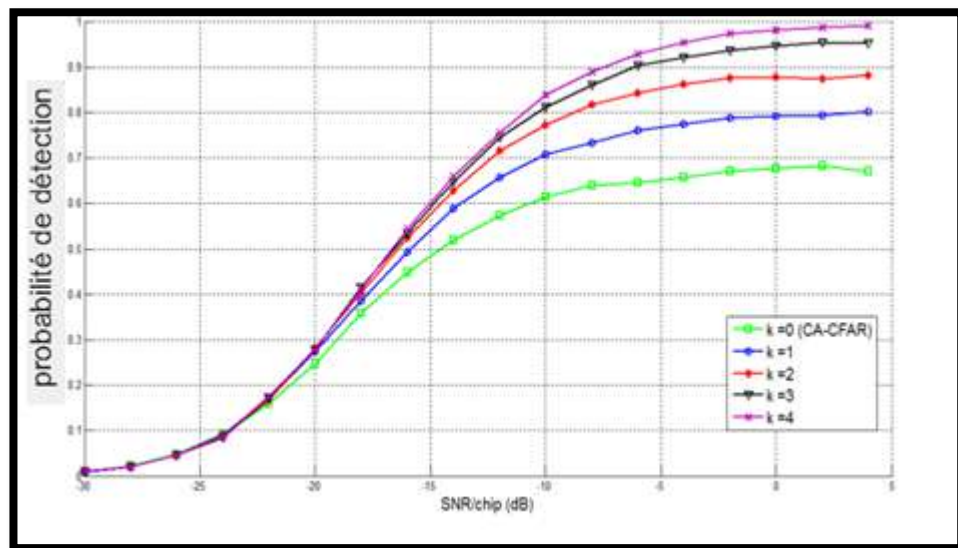


Figure II. 7: Comparaison de probabilités de détection par l'utilisation du traitement CA-CFAR avec un système CMLD-CFAR avec signaux interférents.

La figure II.7 montre la probabilité de détection P_d simulée en fonction du $SNR/chip$ de système pour différents nombres de cellules censurées K . Le nombre d'antennes utilisées est $M = 3$ et le nombre de signaux interférents est de quatre, tandis que la moyenne puissance reçue du signal brouilleur à la puissance du signal du premier utilisateur est $\beta = 0,3$. Nous observons que lorsque le nombre de signaux interférents censurés augmente, les performances de détection s'améliorent comme prévu. Cela est dû au fait que le seuil adaptatif calculé après la censure devient inférieur, ce qui donne une meilleure probabilité de détection. Comme nous le voyons,

Chapitre II :Modèle de système, analyse, et résultats de simulation

que tous les CMLDs ($K = 1,2,3$ et 4) ont beaucoup mieux la performance que le CA-CFAR ($K = 0$) ou le milieu non homogène .

A)Tableau II. :les valeurs de simulation de la probabilité de détection moyenne P_d pour différentes nombre d'éléments d'antennes avec (SNR /chip = -4 dB) .

Nombre d'antennes	P_d
2	0.7034
3	0.8413
4	0.9008
6	0.9548
8	0.9734

Dans la figure II.8,on remarque que trois signaux interférents sont supposés présents et censurés avant le calcul du seuil adaptatif . Comme prévu, la performance de détection s'améliore de manière significative à mesure que le nombre d'éléments d'antenne augmente. Cela est dû à la nature de l'antenne intelligente qui a la capacité d'améliorer le gain de puissance du signal. Nous avons aussi observer que lorsque le nombre d'éléments d'antenne devient supérieur à $M = 4$, nous commençons atteindre la saturation.

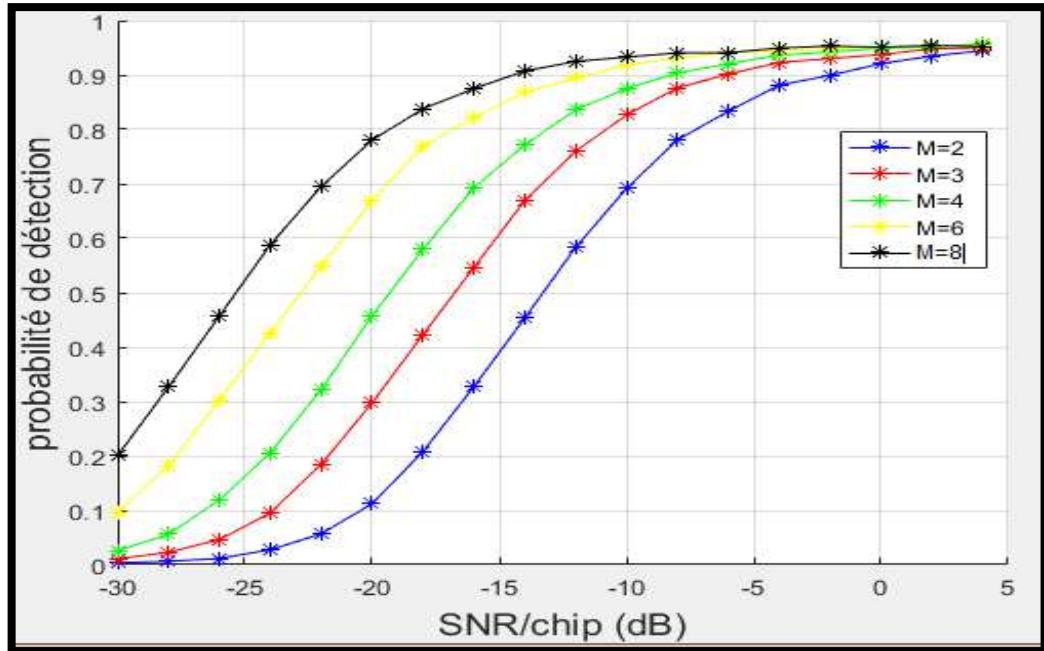


Figure II. 8: Effet du nombre d'antennes M sur la performance de détection.

b) **Tableau II. 1:** Les valeurs de simulation du P_d moyenne pour différentes nombres d'éléments d'antennes M et différentes valeurs de nombre de cellules censurées K avec (SNR /chip = -4 dB)

$K \backslash M$	1	2	3
2	0.8107	0.8776	0.9094
4	0.8599	0.9367	0.9754

La figure. II.9 montre les probabilités de détection P_d du système proposé avec nombre différent d'éléments d'antennes et pour différents nombres de cellules censurées. Le nombre d'éléments d'antenne dans le premier système est $M = 2$, tandis que dans le second système est $M = 4$. Nous observons que le nombre d'éléments d'antenne augmente, la probabilité de détection s'améliore. Cependant, il convient de noter que la performance de détection en présence de deux signaux interférents quand $M = 4$ et $K = 1$, est mieux que le cas $M = 2$ avec $K = 3$, ce qui est le cas sans signaux interférents.

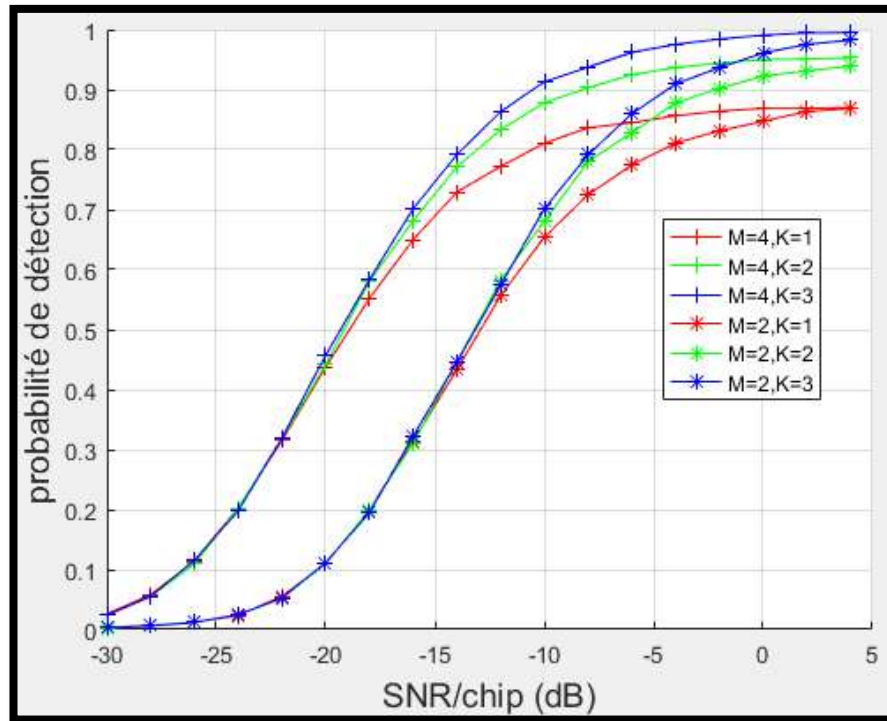


Figure II. 9: Comparaison de P_d à différents nombres d'éléments d'antennes et différentes valeurs de nombre de cellules censurées.

c) **Tableau II. 2:** Les valeurs de simulation du P_d moyenne pour différentes nombres d'éléments d'antenne et les nombre de cellules de référence avec (SNR /chip = -4 dB) .

$M \backslash N_c$	8	16	32
2	0.7666	0.8802	0.9073
4	0.9312	0.9723	0.9778

On observe que il y'a trois signaux interférents sont supposés présents et censurés avant le calcul du seuil adaptatif. Comme prévu, augmenter la taille de la fenêtre N_c augmente la probabilité de détection car elle donne une estimation de la puissance de bruit dans la cellule sous test. D'autre part, nous observons que la probabilité de détection pour le meme nombre de cellules de référence est considérablement augmenté lorsque le nombre d'éléments d'antennes est augmenté de 2 à 4 .

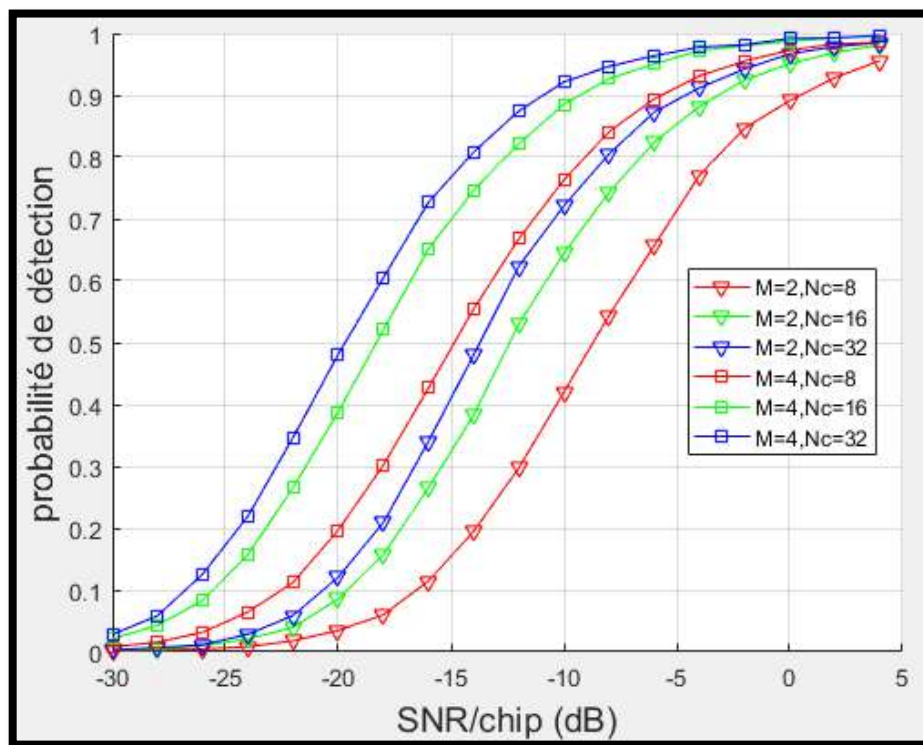


Figure II. 10: Effet du nombre de cellules de référence sur les performances de détection.

d) **Tableau II.:** Les valeurs de simulation du P_d moyenne pour différentes nombres de longueur de corrélation avec (SNR /chip = -4 dB) .

R	P_d
128	0.9575
256	0.9791
512	0.9931

Pour étudier l'effet de la longueur totale de la corrélation R_{sur} la probabilité de détection, un graphe de P_d en fonction de $SNR/chip$ est présenté par la figure II.11. Le nombre de cellules de référence est $N_c = 24$ et le nombre d'éléments d'antenne est $M = 3$, et trois cellules sont supposées avoir des signaux interférent qui sont censurés avant le calcul du seuil adaptatif. Nous observons que l'augmentation de la longueur totale de corrélation améliore les performances de détection.

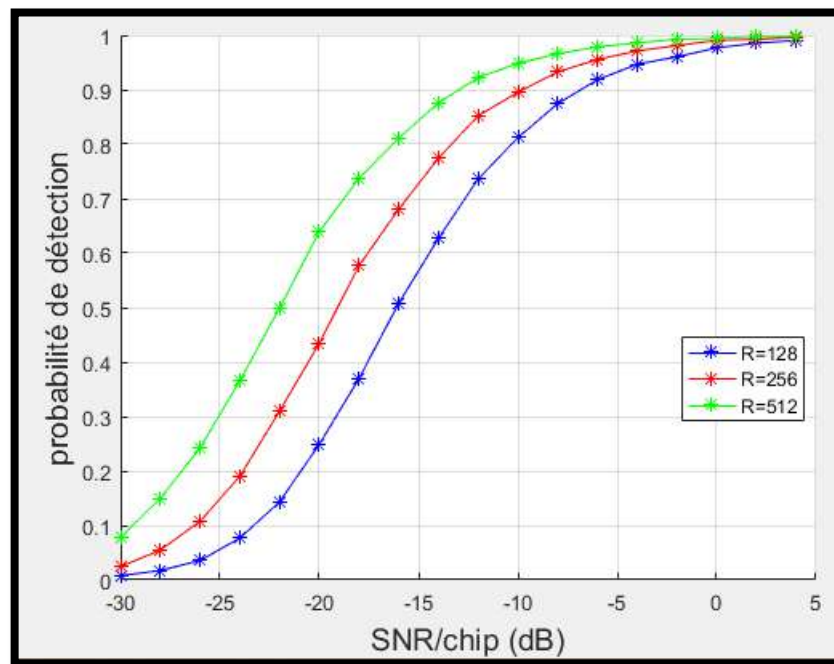


Figure II. 11:Effet de la longueur totale de corrélation sur la performance de détection.

II.5.2. Résultats de Temps d'acquisition moyen :

Dans cette section, le temps d'acquisition moyen \bar{T}_{acq} du système proposé est évalué. Nous considérer une séquence de code PN de longueur 1023 chip avec un taux de 1 Mchips/sec. Par

conséquent, la longueur de la région d'incertitude pour le mode de recherche en série est 2046 positions d'essai. La probabilité de fausse alarme est fixée à $P_{fa} = 10^{-3}$ et le facteur de temps de pénalité $\rho = 1000$. La longueur de corrélation totale est définie à la valeur $R = 128$ et le nombre de cellules de référence est $N_C = 24$.

A) Sur la figure II-13, nous traçons le \bar{T}_{acq} en fonction du $SNR/chip$. Le nombre de signaux à trajets multiples reçus est de deux et trois cellules à trajets multiples sont supposées être dans la fenêtre de référence. La figure montre que lorsque le nombre d'éléments d'antenne augmente, \bar{T}_{acq} diminue. Nous observons également une nette amélioration de \bar{T}_{acq} par rapport au cas d'une antenne à deux éléments avec ($SNR/chip = -28dB$).

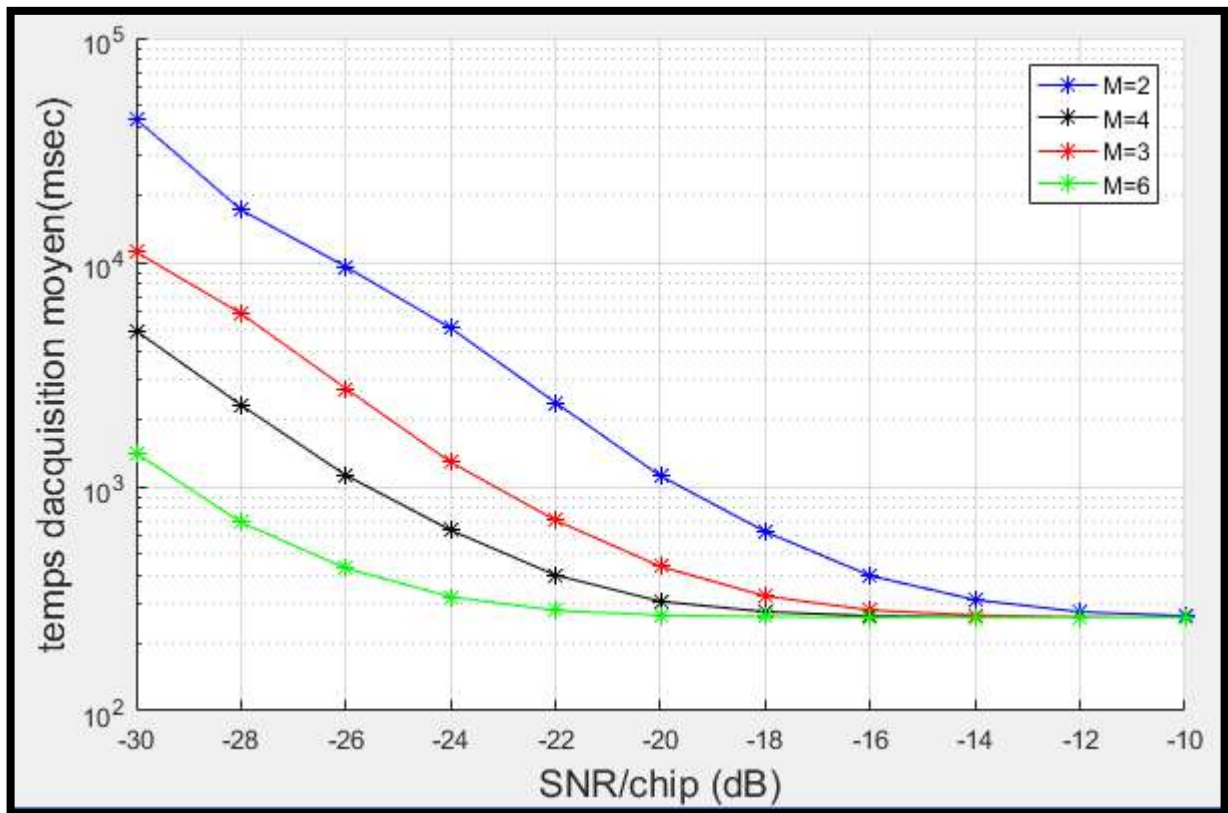


Figure II. 12: Effet du nombre d'éléments d'antennes M sur le \bar{T}_{acq} .

Tableau II. 3 : Les valeurs de \bar{T}_{acq} pour différentes nombre d'éléments d'antennes.

M	\bar{T}_{acq}
2	$2,416 \times 10^4$
3	5995
4	2362
6	712,9

B) Dans les mêmes conditions et pour un système utilisant deux éléments d'antenne, l'effet d'augmenter la longueur de corrélation sur le temps d'acquisition moyen est montré par la figure II.14. Comme R augmenter de128 et 256 à 512 , T_{acq} diminue. Nous remarquons que la sensibilité T_{acq} décroît quand la longueur de corrélation R augmente et le rapport SNR/ chip augmente.

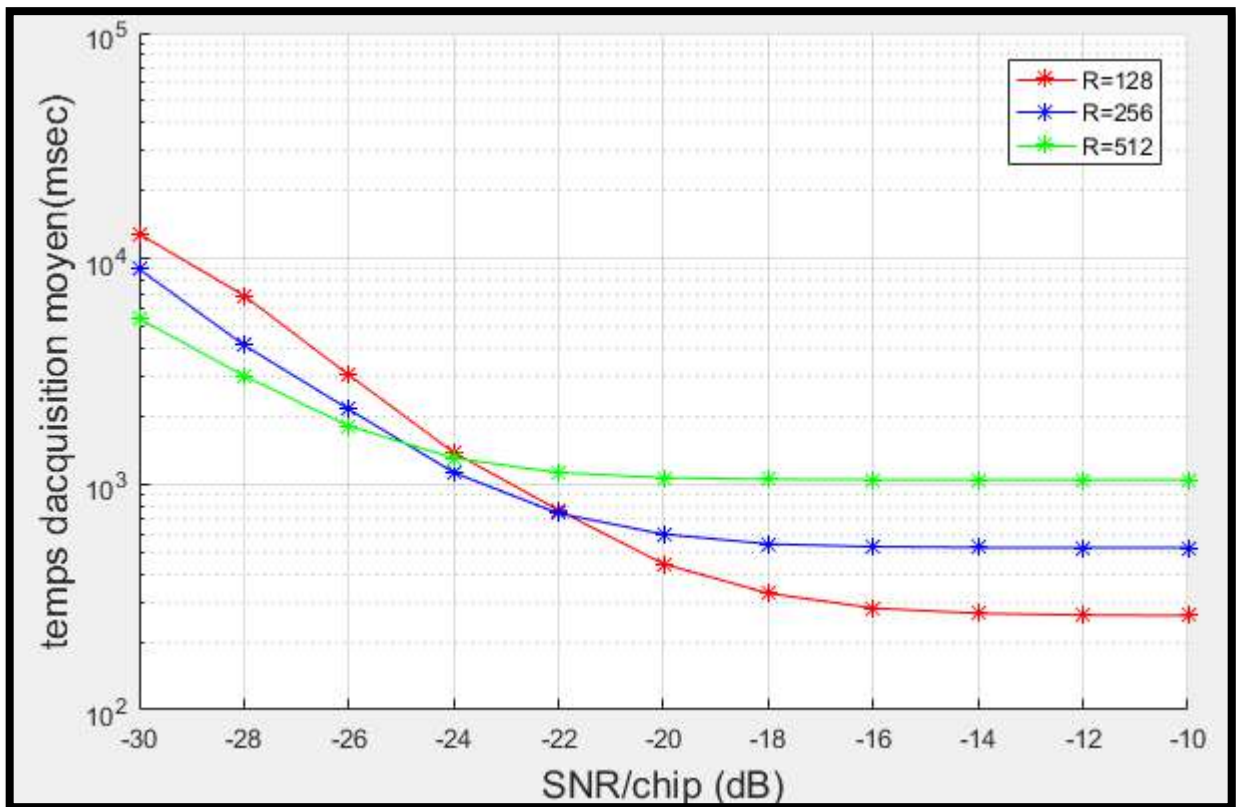


Figure II. 13: Effet de la longueur de corrélation R sur le rapport SNR/ chip.

II.6. Conclusion :

A travers ce chapitre, Nous avons montré la limitation principale dans les systèmes CDMA, ce qui nécessite une synchronisation de la séquence PN du code généré localement avec la séquence PN du signal reçu. Après cela, on a donné la description puis l'analyse de système utilisé. On a passé par les formules des probabilités de détection et de fausse alarme, dans un milieu Gaussien avec évanouissement de Rayleigh, en appliquant l'algorithme CMLD-CFAR. L'utilisation du diagramme circulaire nous a aidés à déterminer une formule pour le temps d'acquisition moyen. Finalement, la performance de système de la communication d'acquisition PN est étudiée et analysée pour différents paramètres.

Conclusion générale

1. Conclusion générale:

Dans cette mémoire nous avons analysé le problème de l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN utilisée dans le système de multiplexage DS/CDMA à l'aide d'une antenne intelligent où la communication nécessite un processus de synchronisation qui est réalisé en deux étapes: l'acquisition et la poursuite.

Quand le niveau du signal n'est pas stable ainsi que le changement de l'environnement, la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe. Ces faits guident à l'usage de la réception à taux de fausse alarme constant (CFAR) qui s'articule sur un seuil adaptatif de détection.

Dans le premier chapitre nous avons d'abord présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA, TDMA et CDMA. Ensuite nous avons introduit le principe de l'acquisition initiale de la séquence PN. Puis nous avons vu le principe des détecteurs CFAR en présentant ces différentes structures. Finalement nous avons introduit des notions fondamentales sur les antennes intelligentes.

Le deuxième chapitre, a été consacré à l'analyse des performances de l'acquisition initiale de la séquence pseudo aléatoire en considérant le schéma d'acquisition d'un système de communication sans fil à large bande qui utilise une antenne et le seuil adaptatif de détection (CMLD-CFAR). Le signal est reçu par tous les éléments d'antenne d'une antenne intelligente. L'antenne intelligente utilise un algorithme LMS adaptatif itératif pour ajuster son poids pour une meilleure réception du signal désiré tout en minimisant l'effet de trajets multiples et interférences, où nous avons développé les expressions mathématiques des probabilités de fausse alarme et de détection des détecteurs et une expression simple pour le calcul du temps d'acquisition moyen .

Par conséquent, les résultats de simulation présentés ont montré le robustesse du système de communication proposé avec l'antenne intelligente et la technique de seuillage adaptatif CFAR pour la communication à large bande , dans un canal multi-trajets à évanouissement Rayleigh .

Références

Références:

- [1] A. Sofwan and M. Barkat, "PN code acquisition Using Smart antennas and adaptive thresholding trimmed-mean CFAR processing for CDMA communication," in Spring World Congress on Engineering and Technology (SCET2012), Xi'an, China, 2012.
- [2] D. T. Magill, F. D. Natali, G. P. Edwards, « Spread Spectrum Technology for Commercial Applications », IEEE proceeding, Vol.82, NO.4. APRIL 1994
- [3] R.Bekhakhecha,Détection adaptative pour les systèmes de communication DS/CDMA,Mémoire de Magister ,constantine ,2005.
- [4] N. Benvenuto and G. Cherubini « Algorithms for Communications Systems and their Applications », Wiley Canada, 2005.
- [5] T.A. Wysocki, B.Honary and B. J. Wysocki, « Signal Processing for Telecommunications and Multimedia », Springer Science + Business Media, Boston 2005.
- [6] Y Gong et G Hu, « Adaptive Acquisition Using Exicion CFAR Detector in Multipath Fading Mobile Channels”, Electronics letters, 4th March 2004, Vol. 40, N0. 5.
- [7] J. T. Rickard and G. M. Dillard, "Adaptive detection algorithms for multipltarget situations," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-13, pp. 338-343, 1977.
- [8] J. A. Ritcey, "Performance analysis of the censored mean-level detector," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-22, pp. 443-454, 1986.
- [9] M. Barkat, H. D. Himonas, and P. K. Varshney, "CFAR detection for multiple target situations", IEE Proceedings, Part F, Radar and Signal Processing, vol. 136, No. 5, pp. 193-210, 1989.
- [10] K. S. Zigangirov, Theory of Code Division Multiple Access Communication, 1st Edition, Wiley-IEEE Press, 2004.

Références

- [11] R. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications--A Tutorial," IEEE Transactions on Communications, vol. 30, pp. 855-884, 1982.
- [12] K.S. Marvin and M.S. Alouini, « Digital Communication over Fading Channels », second edition, WILEY INTERSCIENCE, Canada, 2005.
- [13] J. G. Proakis., « Digital Communication », McGraw-Hill, Inc, 1995.
- [14] Oh H. S., Lim C. H 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.
- [15] B. Wang, H. M. Kwon, « PN Code Acquisition using smart antenna for DS-CDMA Wireless communications », MILCOM 2000-IEEE, Military Communications Conference. No. 1, October 2000, pp821-825.
- [16] J. H. L. Linatti, « On the Threshold Setting Principles in Code Acquisition of DS-SS Signals », IEEE. Journal on Selected Areas in Communications, Volume 18, No. 1, January 2000.
- [17] Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas For Wireless Communications: IS – 95 and Third Generation CDMA Applications", 12 April, 1999.
- [19] Benyarou Mourad "Détection" Multi- utilisateurs par réseau d'antennes appliquée à un signal MC-CDMA", "Université de Telemcen , année ,2008-2009".
- [18] P. Bruno , P. Hall, "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [20] F. Najib , " Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage, "Université de Limoges. Thèse de doctorat 24 Mai 2005.
- [21] Godara, L.C., (2004) Smart Antennas, CRC Press LLC.
- [22] A. J Viterbi, « CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication », Reading MA: Addison-Wesley, 1995.

Références

[23] P.P. Gandhi and S.A. Kassam « Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background », IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems vol. 24 No. 4 July 1988, pp.427-445

[24]C.-J. Kim, "Adaptive acquisition of PN code in multipath fading mobile channels," Electronics Letters, vol. 38, pp. 135-137, 2002.

[25]A. Polydoros and C. Weber, "A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition--Part I: General Theory," IEEE Transactions on Communications, vol. 32, pp. 542-549, 1984.

[26] L.-L. Yang, and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, pp. 617-628, 2001.

