

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

**Faculté des Nouvelles technologies de l'information et de la
communication**

Département D'électronique et des Télécommunications



MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies.

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications.

Présenté par :

AMEL BECHOUNI

IMANE BERRAH



THEME

**Comparaison entre les algorithmes ATM-
CFAR et ODV-CFAR**

Soutenu publiquement

Le:07/07/2019

Devant le jury :

Mr. BELHEDRI Abdelkrim MAA Président UKM Ouargla

Mme. BENKRINAH Sabra MCB Encadreur UKM Ouargla

Mr. CHENINA Hachemi MAA Examineur UKM Ouargla

Année universitaire :2018/2019

Remerciement

J'exprime toute ma reconnaissance et gratitude à l'administration et à l'ensemble du corps enseignant de l'Université de Ouargla pour leurs efforts à nous garantir la continuité et l'aboutissement de ce programme de Master.

*Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude et notre respect à **Dr. BENKRINAH.SABRA**, pour ses aides, conseils et remarques qui m'ont permis de présenter mon travail dans sa meilleure forme.*

*Mes remerciements s'adressent à tous les membres du jury ; la présidente **Dr.BELHEDRI.ABDELKRIM** et l'examineur **Dr.CHENINA**. pour la considération qu'ils m'ont accordée afin d'évaluer le résultat de notre travail.*

Je remercie enfin tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réussite de ce travail et qui n'ont pas pu être cités ici.

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons fourni un aperçu sur le système d'acquisition de codes pseudo-aléatoires dans les systèmes d'accès multiples à répartition de code par séquence directe. Les chercheurs ont utilisé un seuil fixe pour acquérir les codes pseudo-aléatoires dans les milieux environnementaux, où le niveau de bruit change en fonction de l'environnement et de multi-trajets.

Pour atteindre l'objectif, nous servons le minimum en utilisant les algorithmes à taux de fausse alarme constant utilisé dans la détection radar. Nous avons étudié un ensemble de détecteur CFAR et nous avons pris en considération les détecteurs ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean Constant False Alarm Rate) et ODV-CFAR (Ordered Data Variability False Alarm Rate). De plus, nous avons intégré ces processeurs avec une antenne intelligente pour améliorer les performances de détection et minimiser l'effet des interférences d'accès multiple.

La comparaison du processeur ATM-CFAR avec celui de l'ODV-CFAR a démontré que l'algorithme ODV-CFAR est plus efficace, il améliore la probabilité de détection et minimise le temps d'acquisition.

Mot clés : acquisition du code, seuil fixe, antenne intelligente, taux de fausse alarme constant, détecteur ATM-CFAR, détecteur ODV-CFAR.

Abstract

In this thesis, we provided an overview of the pseudo-random code acquisition system in direct sequence code division multiple access systems. Researchers used a fixed threshold to acquire pseudo-random codes in environmental media, where the noise level changes according to the environment and multipath. To achieve the goal, we serve the minimum using the constant false alarm rate algorithms used in radar detection. We studied a set of CFAR detectors and considered ATM-CFAR (Automatic Trimmed Constant Constant False Alarm Rate) and ODV-CFAR (Ordered Data Variability False Alarm Rate) detectors. In addition, we have integrated these processors with a smart antenna to improve detection performance and minimize the effect of multiple access interference. The ATM-CFAR processor comparison with the ODV-CFAR demonstrated that the ODV-CFAR algorithm is more efficient; it improves the probability of detection and minimizes the acquisition time.

Key words: code acquisition, fixed threshold, constant false alarm rate, smart antenna, detector ATM-CFAR, detector ODV-CFAR.

ملخص

في هذه المذكرة ، قدمنا لمحة حول نظام اقتناء الشفرات شبه عشوائية في نظام المداخل المتعددة عن طريق تقاسم شفرة السلاسل المباشرة. بين الباحثون أن استعمال عتبة ثابتة لاكتساب رمز الضوضاء الزائفة في أوساط بيئية .

حيث يتغير مستوى الضوضاء وفقاً للبيئة والمسارات المتعددة ، وللوصول إلى الهدف ، نخدم الحد الأدنى باستخدام خوارزمية المعدل الافتراضي الثابت المستخدمة في مجال كشف الرادار. درسنا مجموعة من الكواشف CFAR وأخذنا بعين الاعتبار الكواشف ATM-CFAR و ODV-CFAR بالإضافة إلى ذلك قمنا بدمج هذان المعالجان مع هوائي ذكي لتحسين أداء الكشف وتقليل تأثير التداخلات المتعددة المسارات من المستخدمين الآخرين ، والتي تثبت كفاءة خوارزميات الإزالة التلقائية في معالج الاستحواذ بالمقارنة بين معالج متوسط القلص الأتوماتيكي ATM-CFAR -و تقلبات البيانات أمر ODV-CFAR تمكنا من إثبات أن خوارزمية ODV-CFAR أكثر كفاءة في إمكانية الكشف وتقل من وقت الاستحواذ.

الكلمات المفتاحية : اكتساب الرمز, العتبة الثابت, هوائي ذكي, نسبة الإنذار الخاطئ الثابت, خوارزمية ATM-CFAR, خوارزمية ODV-CFAR.

Liste des figures

FIGURE	Titre	Page
Figure I.1	Différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radio fréquence	2
Figure I.2	les techniques d'accès aux multiples : (a) FDMA, (b) TDMA, et (c)CDMA	5
Figure I.3	le principe de l'étalement de spectre.....	6
Figure I.4	le principe de l'acquisition du code PN.....	8
Figure I.5	circuit de recherche série.....	8
Figure I.6	principe d'acquisition parallèle.....	9
Figure I.7	principe de l'acquisition hybride.....	9
Figure I.8	Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe.....	11
Figure I.9	Schéma bloc de système d'acquisition à seuil adaptatif....	11
Figure I.10	Schéma de fonctionnel des détecteurs CA-CFAR conventionnels.	12
Figure I.11	Schéma fonctionnel du détecteur CLMD-CFAR.....	13
Figure I.12	Schéma fonctionnel du détecteur OS-CFAR.....	14
Figure II.1	Schéma fonctionnel d'une antenne adaptative.....	17
Figure II.2	Schéma du système d'acquisition série avec une antenne intelligente.....	18
Figure II.3	Processeur de censure automatique ODV-CFAR.....	19
Figure II.4	Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR.....	22
Figure II.5	Interférence et bruit dans la cellule de référence du détecteur ATM-CFAR.....	23
Figure III.1	probabilités de détection des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de P_{fa}	32
Figure III.2	temps acquisition moyen des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour	32

	différentes valeurs de P_{fa}	
Figure III.3	probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de N_c avec $P_{fa}=10^{-3}$	33
Figure III.4	temps acquisition moyen entre des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de N_c avec $P_{fa}=10^{-3}$	34
Figure III.5	probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes nombre d'antennes.....	34
Figure III.6	temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes nombre d'antennes.	35
Figure III.7	probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes durées de corrélation partielle.....	36
Figure III.8	temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes durées de corrélation partielle.....	37
Figure III.9	les probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes nombres d'interférences.....	37
Figure III.10	temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes nombres d'interférences.....	38

Liste des tableaux

Tableau	Titre	Page
Tableau III.1	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-2}$, $N_c=16$	29
Tableau III.2	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-2}$, $N_c=24$	29
Tableau III.3	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-3}$, $N_c=16$	29
Tableau III.4	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-3}$, $N_c=24..$	30
Tableau III.5	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-4}$, $N_c=16$	30
Tableau III.6	Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-4}$, $N_c=24.$	30
Tableau III.7	Seuils S_k de l'ODV-CFAR pour un taux de fausse censure $P_{fc}=10^{-2}$	31
Tableau III.8	Seuil T_k de l'ODV-CFAR pour différentes valeurs de P_{fa} , N_c et P	31

Liste des abréviation

AMRC	Accès Multiple par Répartition de Codes
AMRF	Accès Multiple par Répartition de fréquence
AMRT	Accès Multiple par Répartition de Temps
ATM-CFAR	Automatic Trimmed Mean Constant False Alarm Rate
A/D	Analog-to-Digital
BS	Block – Spreading
CA-CFAR	Cell Averaging-CFAR
CDMA	Code Division Multiple Access
CMLD-CFAR	Censored Mean Level Detector-CFAR
CFAR	Constant False Alarm Rate
CUT	Cellule Under Test
CMA	Constant Modulus Amplitude
dB	Decibels
DLL	Delay Locked Loops
DS-CDMA	Direct Sequence-CDMA
DSP	Digital Signal Processor
DS-SS	Direct Sequences Spread Spectrum
D/A	Digital-to-Analog
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GO-CFAR	Greatest Of CFAR
ICI	Inter Channel Interference
I-Q	In phase–Quadrature phase
IQR	Interquartile Quadrature Range
LF	Lower Fence

Liste des abréviation

LSFR	Linear Shift Feedback Register
LMS	Least Mean Squares
MAI	Multiple Access Interference
MGF	Moment Generating Functions
MSR	Mean Square Error
ODV-CFAR	Ordered Data Variability Constant False Alarm Rate
OS-CFAR	Ordered-Statistics Constant False Alarm Rate
P_d	Probability of Detection (Probabilités de detection)

Liste des abréviation

Pdf	Probability Density Function
P_{fa}	Probabilité of False Alarm (Probabilité de fausse alarme)
P_{fc}	Probability de False Censure (Probabilité de fausse censure)
P_m	Probabilité Miss (Probabilité de non détection)
PN	Probabilité Miss (Probabilité de non détection)
P_{nfa}	Probability of not false alarm
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
RLS	Recursive Least Square
SO-CFAR	Smallest Of CFAR
SNR	Signal to Noise Ratio
SOI	Signal Of Interest
SNOIs	Signals Not Of Interest
TDMA	Time Division Multiple Access
TM-CFAR	Trimmed Mean CFAR
T_c	Période chip

SOMMAIRE

SOMMAIRE	
Remerciements	I
Résumés	II
Liste des abréviations	V
Liste des figures	VII
Liste des tableaux	IX
Sommaire	X
1. INTRODUCTION	1
CHAPITRE I : Généralités sur les communications à spectre étendu et détection	
I.1. Introduction	2
I.2. propagation de l'OEM et l'influence des obstacles dans le canal	2
I.2.1 le phénomène de base	3
I.2.1.1. Phénomène réflexion	3
I.2.1.2. Phénomène diffraction	3
I.2.1.3. Phénomène dispersion	3
I.2.2 Phénomène de trajets multiples	3
I.2.2.1. Effet positif des multi-trajets	3
I.2.2.2. Effet négatif des multi trajets	4
I.2.3. le décalage en fréquence (doppler shift)	4
I.3. Méthodes d'accès aux réseaux	4
I.3.1. Accès multiple à répartition dans les fréquences	4
I.3.2. Accès multiple à répartition dans les temps	4

I.3.3. Accès multiple à répartition dans le code	5
I.4. ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE	6
I.4.1. Les principe de l'étalement de spectre	6
I.4.2. Les principe de l'étalement du spectre par séquence direct	6
I.5. SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA	7
I.5.1 L'acquisition	7
I.5.1.1 Stratégies de recherche	8
I.5.2. Poursuit du code	10
I.5.3.Codes d'étalement	10
I.6. TETHNIQUES DE SEUIAGGE EN DETECTION	10
I.6.1. Détection a seuil fixe	10
I.6.2. Détection a seuil adaptatif	11
I.6.2.1. Détecteur CA-CFAR	12
I.6.2.2. Détenteur GO-CFAR	12
I.6.2.3. Détecteur CMLD	12
I.6.2.4. Détenteur OS-CFAR	13
I.6.2.5 Détecteur TM-CFAR	14
I.7. CONCLUSION	14
Chapitre II : Description et analyse des systèmes étudiés	
II.1. INTRODUCTION	15
II.2. SYSTÈMES À ANTENNE INTELLIGENTE	15
II.2.1. Architecture des Systèmes d'Antennes Intelligentes	15
II.2.1.1. Système de commutateur de faisceau	16

II.2.1.2 Antennes adaptatives	16
II.3. DESCRIPTION DES SYSTEMES ETUDIES	17
II.3.1. Processeur « ODV-CFAR »	19
II.3.2. Détecteur ATM-CFAR	22
II.4 ANALYSE DU SYSTEME	24
II.4.1 Variables de décision	24
II.4.2 Probabilités de détection et de fausse alarme	25
II.4.2.1 Détecteur ODV-CFAR	25
II.4.2.2 Détecteur ATM-CFAR	25
II.4.3 Temps d'acquisition moyen	26
II.5.Conclusion	27
Chapitre III: Résultat et discussions	
III.1. INTRODUCTION	28
III.2. RESULTATS ET DISCUSSIONS	28
III.3. CONCLUSION	38
Conclusion générale	40
Références	41

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans la vie quotidienne, toute personne a besoin de rester en contact avec d'autres personnes loin d'elle. Il est devenu nécessaire de développer les moyens de communication selon les besoins et les exigences des utilisateurs, pour cela les scientifiques ont insisté sur le développement des télécommunications. Les connexions sans fil ont été utilisées pour transmettre les données par ondes radio dans des endroits très éloignés et d'accès difficiles, et même dans des endroits avec un grand nombre d'utilisateurs. Un canal radio étant un moyen de propagation principal. Un signal envoyé par des utilisateurs peut être reçu par d'autres utilisateurs situés dans la zone de couverture de l'émetteur, afin de réguler et d'améliorer la manière dont il est employé le canal radio. Ces réseaux reposent sur la répartition des ressources radio entre les utilisateurs d'une manière particulière appelée technique d'accès multiple, telles que l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA: Time Division Multiple Access), l'accès multiple par répartition dans la fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access) et l'accès multiple par répartition en codes (CDMA : Code Division Multiple Access). Cette dernière est basée sur le principe de l'étalement de spectre. Son rôle consiste à modifier le signal en fonction de la largeur de bande maximale requise, dans laquelle le signal est étalé sur une bande de fréquence plus large pour transmettre les données. L'information est étalée par un code PN indépendant des données. Il est nécessaire de réaliser une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour pouvoir désétalement le signal reçu. La synchronisation comprend généralement deux phases: l'acquisition et la poursuite. L'acquisition est la phase la plus difficile, elle nécessite un bloc de décision à seuil fixe ou adaptatif. Ce dernier est plus adapté aux environnements non homogènes (c'est le cas le plus fréquents dans les canaux radio).

Donc, les processeurs CFAR (constant False Alarm Rate) sont utilisés dans les systèmes DS-CDMA (Direct Séquence), pour résoudre les problèmes d'acquisition des séquences PN (Pseudo Noise) et combattre la variabilité et l'instabilité des probabilités de détection et de fausse alarme. Le but de ce travail est de comparer deux algorithmes performants, à savoir l'ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean) et ODV-CFAR (Ordered Data Variability), pour trouver l'algorithme présentant une meilleure probabilité de détection et un Temps d'acquisition minimal.

Chapitre I:

Description et analyse des systèmes
étudiés

I.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous donnons quelques notions de base sur la communication sans fil et radio-mobile, et les différents phénomènes liés à la propagation de l'onde électromagnétique (OEM). Nous aborderons également les technologies d'accès multiples qui fournissent une sorte de séquence, à partir de laquelle nous allons passer aux stratégies d'acquisition. Dans la dernière section, nous allons nous concentrer sur la technologie de seuillage adaptatif (CFAR), qui est à la base de notre contribution.

I.2 PROPAGATION DE L'OEM

Dans les communications sans-fil, le signal reçu dans un canal est, dans la plupart des cas, la somme du signal « direct » et des trajets multiples de différentes directions. Étant donné que le signal est changé de manière aléatoire, dans le temps et dans l'espace, avec des variations qui peuvent être particulièrement importantes surtout dans les liaisons mobiles, ce qui entraîne une détérioration du signal. La figure I.1 illustre plusieurs phénomènes bien connus par la propagation de l'OEM [1].

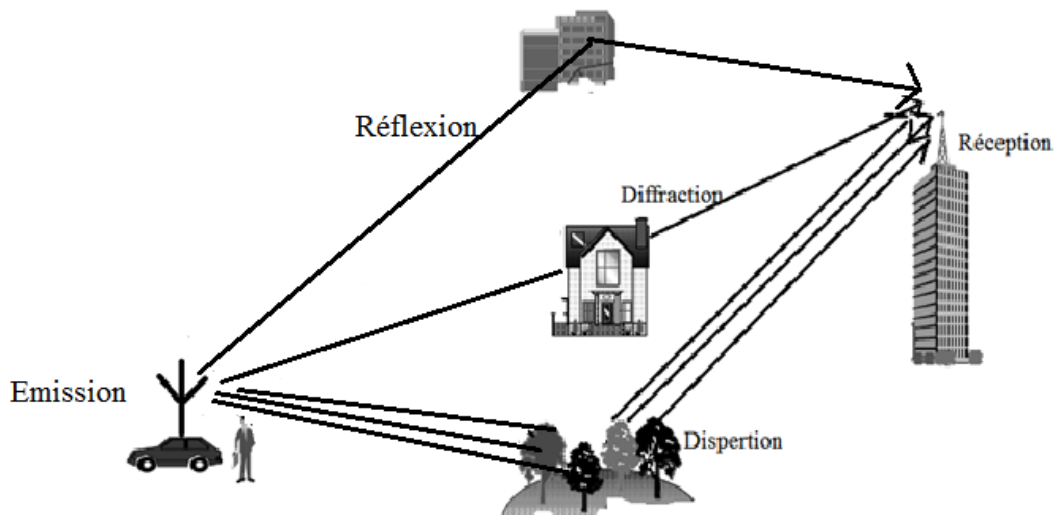


Figure I.1: Différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radiofréquence.

I.2.1 Phénomène de base

I.2.1.1 Réflexion

Ce phénomène est un changement de direction du rayonnement électromagnétique quand celui-ci atteint un obstacle dont la taille est grande et ses irrégularités de surface sont petites rapport à la longueur d'onde λ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence. La réflexion peut être totale sur une surface réfléchissante parfaitement lisse, ou bien partielle sur une surface absorbante et/ou rugueuse [1].

I.2.1.2 Diffraction

Le phénomène de diffraction se produit en raison d'interruptions de la surface où se trouve une onde électromagnétique. Il permet aux ondes radio de se propager à la surface de la terre et d'atteindre sa destination derrière des obstacles. La diffraction permet de générer un trajet entre l'émetteur et le récepteur lorsqu'ils ne sont pas en visibilité directe.

I.2.1.3 Dispersion

La dispersion se produit lorsque l'onde tombe sur une surface multi-angle non lisse. Ce phénomène a lieu lorsqu'une onde rencontre une multitude d'obstacles par unité de volume de dimension du même ordre de grandeur ou plus petite que la longueur d'onde λ . Dans ce cas, l'onde incidente est reflétée dans plusieurs directions avec des atténuations différentes.

I.2.2 Phénomène de trajets multiples

Dans un système de communication sans-fil, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes. Le récepteur peut recevoir l'onde réfléchi par une surface comme le sol, les bâtimentsetc. Ces répliques sont plus ou moins retardées selon les longueurs de trajets et plus et moins atténuées selon la distance parcourue et les phénomènes de base rencontrés. Ils se combinent à la réception de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements [1].

I.2.2.1 Effet positif de trajets multiples

Les multi-trajets rendent possible des communications dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. Lorsque cette condition est réalisée, les trajets multiples permettent aux ondes radio de franchir les obstacles pour assurer une certaine continuité du service radio [1].

I.2.2.2 Effet négatif de trajets multiples

Les trajets multiples présentent de nombreux inconvénients, les plus importants sont:

➤ *La dispersion des retards (Delay-spread)* : Pour les différents trajets dans le canal, chaque trajet passe avec des longueurs différentes. Ainsi les signaux associés vont arriver avec des retards différents [1].

➤ *Évanouissement (ou fading) de Rayleigh* : La distribution Rayleigh est définie lorsque l'enveloppe du signal est variée. Le canal conduit au récepteur un grand nombre de trajets multiples. La façon destructive constructive de ce phénomène est réalisée quand les signaux multiples reçus s'additionnent et produisent un signal résultant plus faible que le signal du trajet direct seul [1].

I.2.3 Décalage en fréquence (Doppler shift)

Le mouvement de l'émetteur ou du récepteur introduit un étalement dans le domaine fréquentiel, appelé décalage Doppler [1]. Si F_m est le décalage Doppler maximum, la bande du spectre Doppler est : $B_d=2F_m$.

I.3 MÉTHODES D'ACCÈS AUX RÉSEAUX

Les trois principales techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication sont : (i) l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA), (ii) l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) et (iii) l'accès multiple par répartition en code (CDMA).

I.3.1 Accès multiple par répartition en fréquence

L'accès multiple par répartition en fréquences (AMRF ou FDMA en anglais) est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communication radio fréquences. Elle est considérée comme la méthode d'accès multiple la plus ancienne. Le FDMA consiste à diviser la bande passante du canal en U (nombre d'utilisateurs) bandes de fréquences d'intersection nulle. Les utilisateurs émettent leurs signaux de manière continue, chaque signal est transmis par une fréquence différente comme décrit la figure I.2 (a) [2].

I.3.2 Accès multiple par répartition dans le temps

Beaucoup de systèmes des communications numériques comme le GSM (Global System For Mobiles Communications) par exemple, utilisent la technique d'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT ou TDMA en anglais).

Dans les systèmes TDMA, la bande passante est utilisée par tous les utilisateurs mais la division se fait sur l'intervalle du temps. Une fréquence porteuse est partagée entre différents abonnés en time slot.

La plupart des systèmes radiofréquences utilisant le TDMA sont dits synchrones, ce qui signifie donner des périodes d'émissions à chaque utilisateur afin de ne pas causer d'interférences d'accès multiples (IAM), chaque signal nécessite un intervalle de temps auquel les intervalles qui lui est attribué et les récepteurs respectent également les intervalles qui leur sont associés pour reconfigurer la séquence d'informations. [2]

I.3.3 Accès multiple à répartition en codes

La technologie d'Accès Multiple à Répartition en Codes (AMRC ou CDMA en anglais) convertit la bande passante étroite en bande passante large avant l'envoi. Les utilisateurs partagent la même bande passante en même temps, mais utilisent des codes orthogonaux avec les symboles utilisés. Un code est utilisé pour distinguer les utilisateurs, qu'ils soient expéditeur ou destinataire, pour communiquer entre eux. Des codes différents permettent d'utiliser la même fréquence dans les cellules voisines. Cependant, il y a des interférences dans les canaux en raison du nombre croissant d'appels simultanés. CDMA est une technique d'étalement des spectres utilisés depuis longtemps comme programme de recherche militaire, dans le but de protéger les transmissions de l'information contre le brouillage. C'est-à-dire une technique qui consiste à étaler le signal en une large bande proche de l'idéal [3].

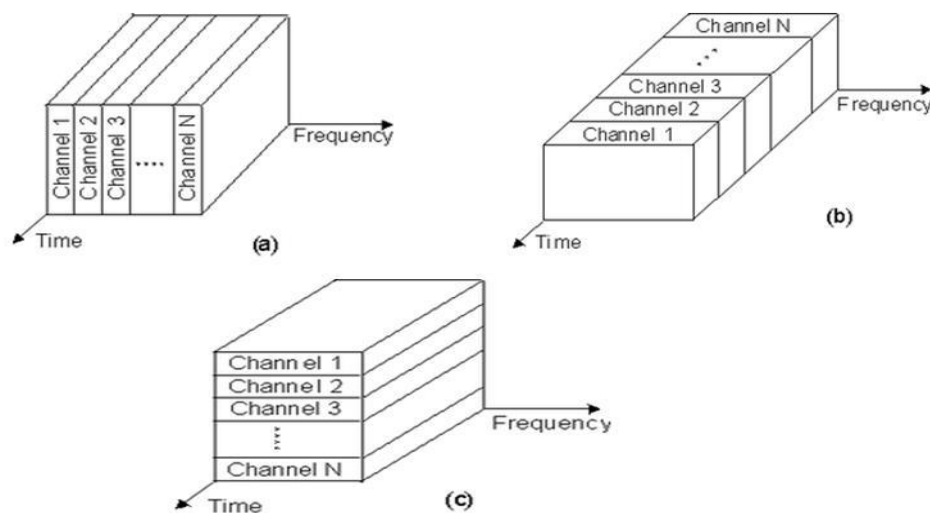


Figure I.2 : Techniques d'accès multiples : (a) FDMA, (b) TDMA et (c) CDMA [4].

I.4 ÉTALEMENT DU SPECTRE PAR SÉQUENCE DIRECTE

I.4.1 Principe de l'étalement du spectre

Le développement des techniques d'étalement de spectre, Spread Spectrum (SS) en anglais, a tout d'abord commencé par les militaires. Le principe de l'étalement de spectre peut être un moyen de transmission d'un signal donné, utilisant une bande de fréquence plus large que celle employée par les techniques classiques.

Dans un système d'étalement de spectre, le signal de données est «étalement» en employant un code indépendant du message d'information (voir figure I.3). Ce même code est également utilisé au niveau du récepteur pour «désétalement» le signal reçu, afin de récupérer le message à partir du signal étalé [2].

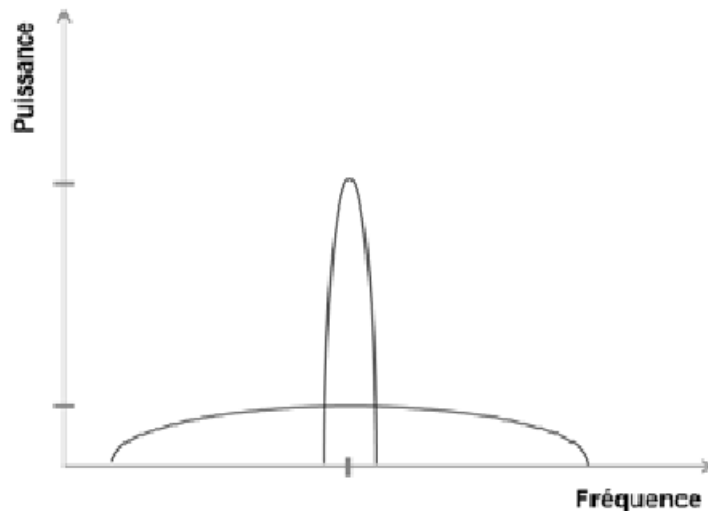


Figure I.3: Principe de l'étalement du spectre.

I.4.2 Principe de l'étalement du spectre par séquence directe

La technique DS-SS est considéré comme l'une des formes de l'étalement de spectre les plus largement utilisées. Elle réalise l'étalement de la bande passante, elle consiste à multiplier le message d'information numérique par un code pseudo-aléatoire PN. La séquence pseudo aléatoire est composée des éléments ou chips du code qui ont une durée T_c beaucoup plus faible que T_s ($T_s = \alpha T_c$), ce qui provoque une augmentation de la bande passante. Le signal émis a une largeur de bande $B = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B' = 1/T_s$. Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain d'étalement G_e [2]:

$$G_e = B/B' = T_s / T_c \quad (\text{I.1})$$

Les récepteurs de signaux à étalement du spectre en séquence directe, disposent de trois technologies particulières : la démodulation, l'acquisition et la poursuite (tracking). Parmi ces différentes tâches, nous nous intéressons dans ce mémoire à celle qui est la plus difficile, à savoir, la tâche d'acquisition [5].

I.5 SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA

La synchronisation est très importante dans les systèmes à séquence directe (DS-SS). Le récepteur doit employer la synchronisation dans les systèmes (DS-SS), entre le code PN généré par ce dernier et le code PN incorporé dans le signal reçu étalé. Le processus de synchronisation est fait en deux étapes : l'acquisition et la poursuite [2]. L'objectif de l'acquisition du code est de réaliser une synchronisation initiale entre ces deux séquences. La poursuite est une synchronisation fine entre ces codes [6].

I.5.1 Acquisition

Le principe de l'acquisition est de réaliser une synchronisation grossière entre le code reçu et le code généré localement au niveau du récepteur. Le récepteur propose une phase pour générer la séquence d'étalement et essaye de désétalement le signal reçu avec cette phase. Si cette phase correspond à la séquence du signal reçu, le récepteur décide qu'une synchronisation grossière est achevée et active la boucle de poursuite pour effectuer une synchronisation fine. Sinon, le système passe à une autre phase, et le test se refait. La position dans laquelle les codes sont en phase (synchronisés) est appelée «cellule H_1 » et la position pour laquelle les codes sont non synchronisés est appelée «cellule H_0 » [2].

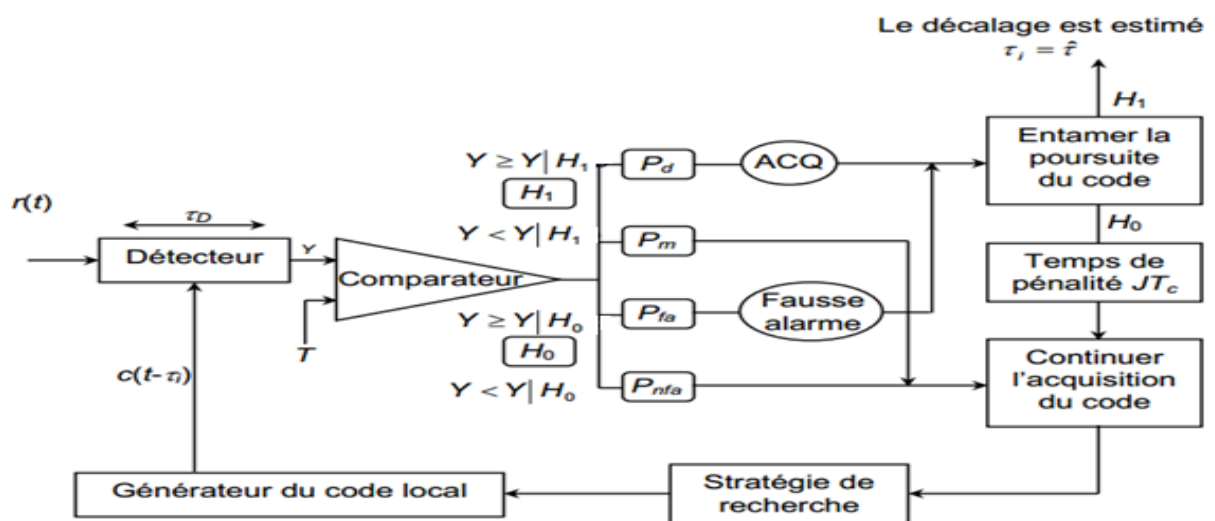


Figure I.4 : Principe de l'acquisition du code PN [7].

I.5.1.1 Stratégies de recherche

a) Recherche série

La stratégie de recherche est représentée par la figure I.5. Cette technique de recherche peut atteindre la simplicité matérielle du récepteur avec une vitesse faible d'acquisition de code. Le circuit d'acquisition décale progressivement la séquence locale du code par un pas fixe et teste toutes les phases possibles de manière série jusqu'à la détection d'un alignement de la phase.

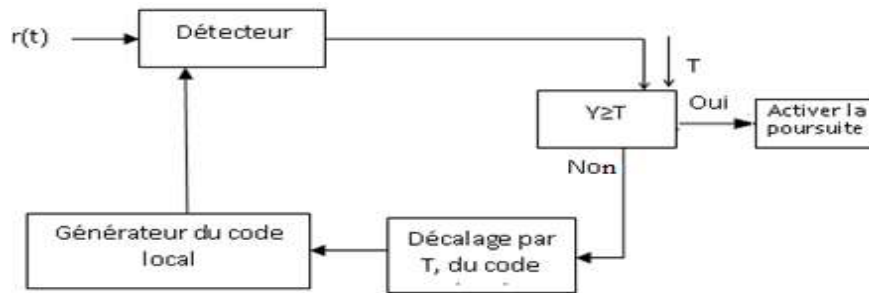


Figure I.5: Circuit de recherche série [2].

b) Recherche parallèle

La deuxième stratégie d'acquisition que nous considérons est la recherche parallèle. Au contrairement à la méthode de la recherche série, dans la stratégie de recherche parallèle, nous examinons toutes les phases possibles simultanément comme il est représenté par la figure I.6.

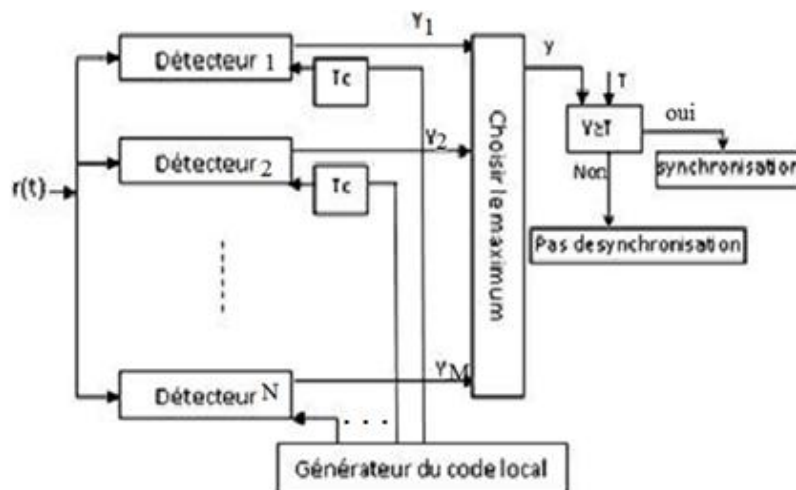


Figure I.6: Principe de l'acquisition parallèle [2].

c) Recherche hybride

Résultant d'un mélange entre les deux méthodes précédentes (recherches série et parallèle). L'objectif est de diminuer le temps d'acquisition de la première technologie et la complexité des dispositifs dans la deuxième méthode. En cas d'absence de synchronisation, la phase de recherche est actualisée par N cellules jusqu'à ce que la synchronisation soit détectée [2].

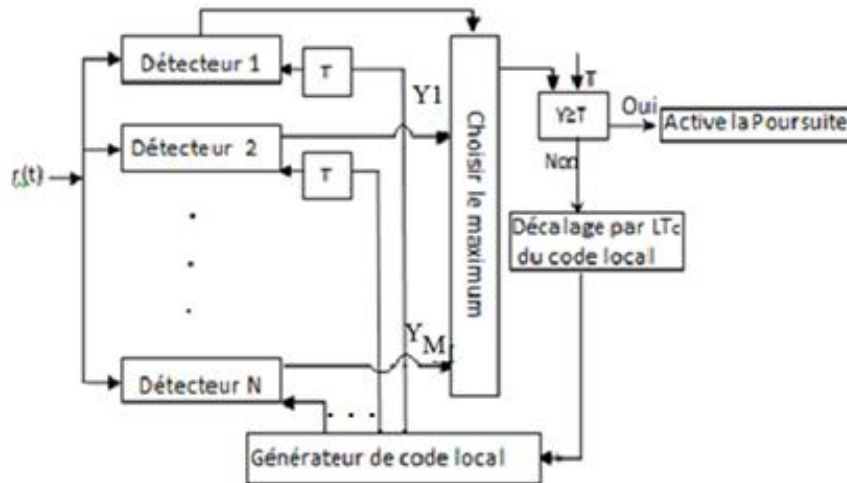


Figure I.7 : Principe de l'acquisition hybride [2].

I.5.2 Poursuite du code PN

Une fois l'acquisition est terminée, la phase de poursuite est activée à l'aide d'une boucle DLL (Delay Locked Loop) qui reste active pendant le processus de communication. Le signal reçu et le code local PN sont alignés avec une grande précision en maintenant la synchronisation pendant le temps d'appel [7].

I.5.3 Codes d'étalement

La séquence de code PN ou parfois appelée séquence pseudo-aléatoire est un signal de type bruit (mais déterministe) utilisé pour l'étalement de la bande passante du signal. Ces séquences peuvent être utilisées comme codes. Bien que différentes séquences PN d'une longueur donnée ne soient pas complètement orthogonales, elles peuvent être facilement générées par un générateur de code PN. Il existe plusieurs familles de codes qui sont employées dans ce contexte, tels que les codes de Gold, de Kasami, les m-séquences,... etc.

Dans la section suivante, nous allons donner une brève définition de ces dernières puisqu'elles sont utilisées dans le système étudié dans ce mémoire.

✓ *Séquences à longueur maximale (m-séquences)*: Une séquence à longueur maximale est une séquence 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. Les séquences générées par un registre à décalage dépendent de la longueur, des prises de rétroaction et des valeurs initiales de ce registre [2].

I.6 TECHNIQUES DE SEUILLAGE ET DETECTION

I.6.1 Détection à seuil fixe

Dans la plupart des systèmes de détection à seuil fixe, le processus de prise de décision est effectué à l'aide d'un seuil fixe et plusieurs simulations sont effectuées dans un environnement spécifique, à condition que le canal soit stationnaire, lorsque les performances sont relativement efficaces [7].

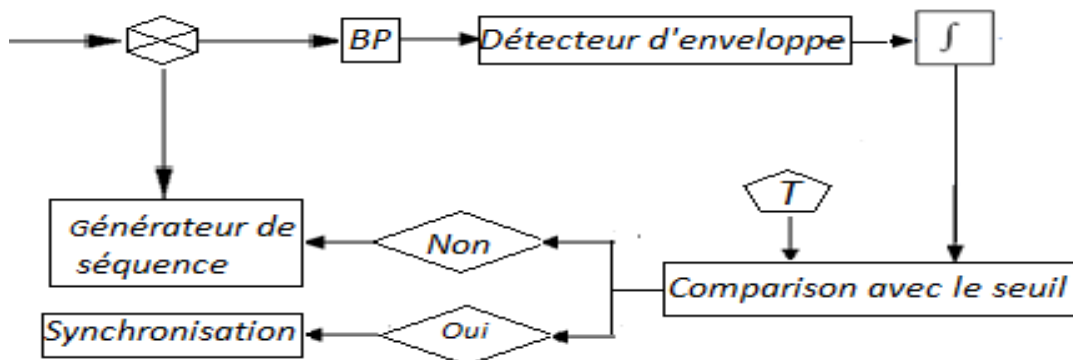


Figure I.8: Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe [2].

I.6.2 Détection à seuil adaptatif

Dans un environnement où le bruit n'est pas statistiquement stable, un système conventionnel effectue plusieurs tests par simulation avec différentes mesures dans un environnement spécifique. Car il ne donne pas des performances satisfaisantes et/ou provoque une augmentation de la probabilité de fausse alarme [5]. Ce qui conduit à une diminution de la probabilité de détection. Pour cela, l'acquisition des séquences-pseudo aléatoires PN utilise les techniques d'acquisition à seuil adaptatif, comme le montre à la figure I.9. Ces techniques sont fondées sur le principe de la détection à taux de fausse alarme constant CFAR. Plusieurs algorithmes CFAR sont introduits selon le type de l'environnement. Dans ce qui suit, on va donner le principe de fonctionnement des algorithmes CFAR conventionnels.

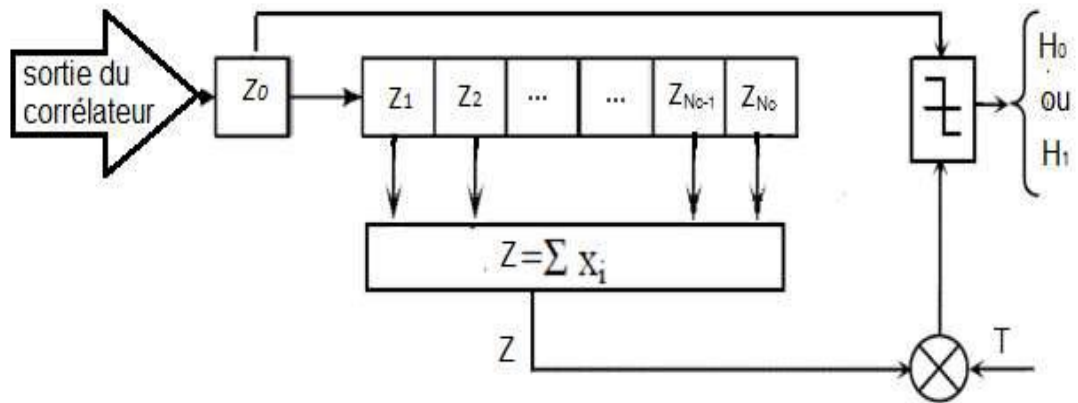


Figure I.9 : Schéma bloc du système d'acquisition à seuil adaptatif utilisant l'algorithme CA-CFAR [2].

I.6.2.1 Détecteur CA-CFAR

Le détecteur CA-CFAR (Cell-Averaging Constant False Alarm Rate). Réalise la somme arithmétique de M échantillons $Z_{(1)}, Z_{(2)} \dots \dots \dots Z_{(M)}$, recueillis à la sortie des cellules de référence [6].

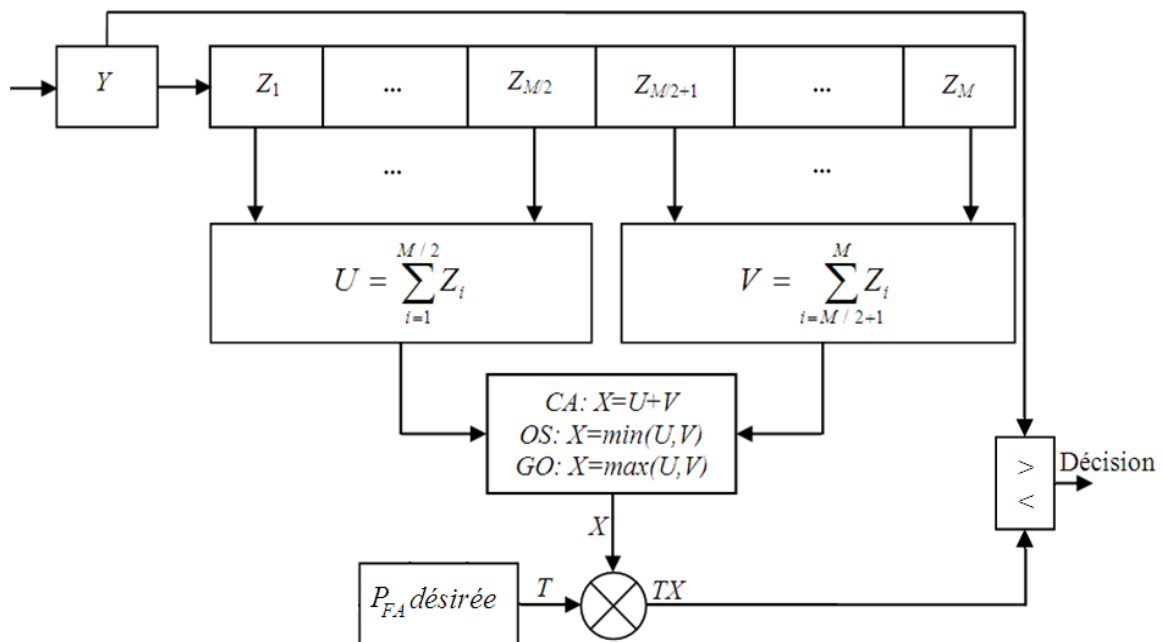


Figure I.10 : Schéma de fonctionnel des détecteurs CA-CFAR conventionnels [7].

I.6.2.2 Détecteur GO-CFAR

Le détecteur GO-CFAR (Greatest Of CFAR) a été proposé par Hansen et Sawyer

L'objectif principal de l'utilisation de ce détecteur est de contrôler les augmentations indésirables de la probabilité d'une fausse alarme, alors que l'estimation du niveau de bruit dans la cellule à tester est choisie pour être le maximum de U et V, $X = \max(U, V)$, où U représente les cellules leader et V représente les cellules en retard [6].

I.6.2.3 Détecteur CMLD-CFAR

Dans les communications mobiles, les destinataires reçoivent toujours plusieurs copies du signal transmis en raison des trajets multiples et aussi des retards temporels, provoquant une perte de synchronisation entre le signal transmis et le signal reçu, ce qui provoque des défauts de détection. Le principe du CMLD-CFAR (Censored Mean Level Détecteur-CFAR) est d'estimer le niveau du bruit en calculant la moyenne des cellules non censurées [7]. Donc les sorties des cellules de référence (du registre à décalage de longueur N_c), en fonction de leur magnitude dans un ordre croissant après la censure des k cellules interférence, les cellules restantes sont collectées pour obtenir une estimation du niveau du bruit.

La valeur de seuil adaptatif $T*U$ a été mesurée à travers le seuil T multiplié par la valeur estimée du bruit U , pour obtenir la probabilité de fausse alarme [5].

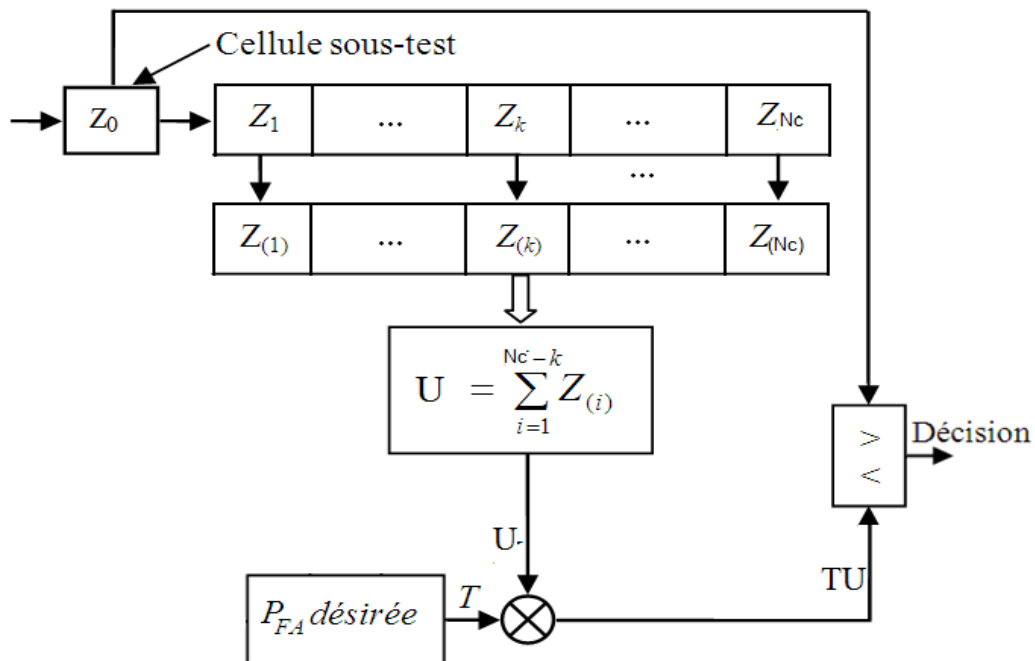


Figure I.11 : Schéma fonctionnel du détecteur CMLD-CFAR [7].

I.6.2.4 Détecteur OS-CFAR

Le détecteur OS-CFAR proposé par [19], est illustré par la figure(I.15). Dans ce détecteur, les échantillons de la fenêtre de référence sont classés dans un ordre croissant tel que :

$$Z_{(1)} < Z_{(2)} \dots < Z_{(k)} \dots < Z_{(N-1)} < Z_{(N)} \quad (\text{I.2})$$

La sortie du processus OS-CFAR est donnée par, $Z_{(os)} = Z_{(k)}$ le signal provenant de la cellule test est comparé à un seuil adaptatif, ce dernier est obtenu à partir de cellule de référence $Z_{(k)}$ multiplié par un facteur T , calculé à partir de la probabilité de fausse alarme du détecteur OS-CFAR [6].

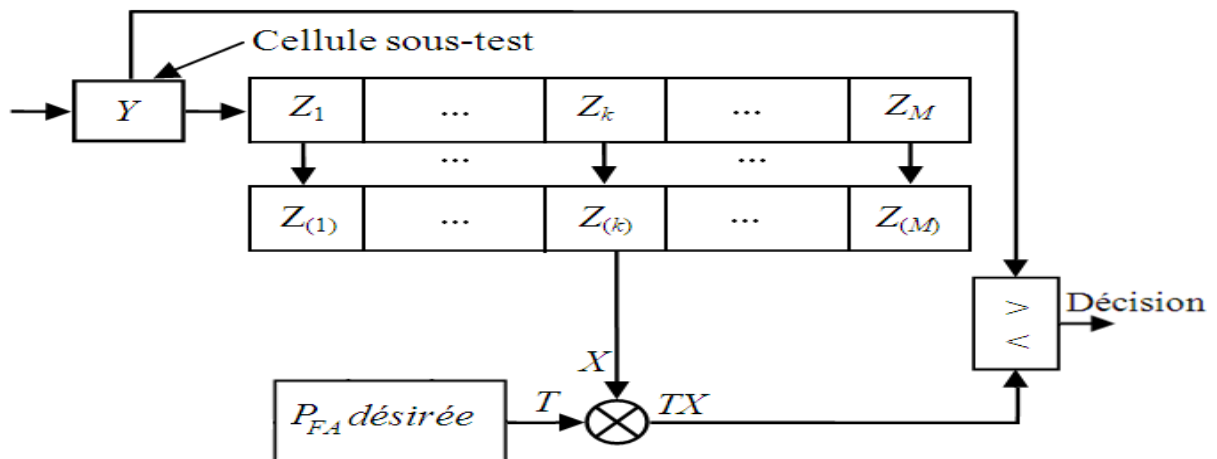


Figure I. 12 : Schéma fonctionnel du détecteur OS-CFAR [7].

I.6.2.5 Détecteur TM-CFAR

Le détecteur à moyenne écrêtée TM-CFAR (Trimmed Mean CFAR) qui a été proposé par Gandhi et Kasami, peut être considéré comme une généralisation du détecteur OS-CFAR, dans lequel la puissance du bruit est estimée, par une combinaison linéaire des échantillons de cellules de portée ordonnées selon leurs puissances croissantes (et un certain nombre prédéfini à l'avance), des plus grandes et des plus petites valeurs sont éliminées pour qu'ensuite l'estimation soit dans le cas des détecteurs CA-CFAR [9]. La mise en ordre croissant des cellules de référence, k_1 cellules des plus petites valeurs et k_2 cellules des plus grandes valeurs sont éliminées, avec k_1 et k_2 sont des nombres entiers prédéfinis à l'avance représentant, l'extrémité inférieure et l'extrémité supérieure des cellules à censurées respectivement [7].

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous donnons les notions de base du canal radio-mobile et les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences (TDMA, FDMA, CDMA).

Nous avons encore défini l'étalement de spectre avec la présentation des méthodes les plus utilisées dans cette technique. Afin de récupérer le signal transmis, il devrait y avoir une synchronisation entre le code PN généré localement et la séquence PN du signal reçu. Cette synchronisation est fournie en deux étapes : l'acquisition et la poursuite du code PN, dans ce contexte, nous avons expliqué le principe des stratégies de recherche série, parallèle et hybride. En plus, ce chapitre nous aidera à comprendre la notion de la détection CFAR en présentant quelques uns de ces algorithmes qui sont adaptés à plusieurs environnements.

Chapitre II:

**Généralités sur les communications à
spectre étendu et la détection**

II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous examinons le problème de l'acquisition adaptative de la séquence PN, en utilisant un système série avec une antenne intelligente à la réception, employant les algorithmes ODV-CFAR (Ordered Data Variability- Constant False Alarm Rate) et ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean-Constant False Alarm Rate) au niveau du bloc de décision. Puisque les signaux sont réfléchis avant d'atteindre le destinataire, à cause des bâtiments, les arbres, ... etc., le détecteur doit alors utiliser un seuil adaptatif pour qu'il puisse détecter le signal avec une grande probabilité de détection. Les deux algorithmes considérés sont capables de travailler dans des environnements multi-trajets, en éliminant les cellules qui contiennent les interférences automatiquement. Ce chapitre fournit la description et l'analyse des deux systèmes, afin de faciliter la tâche de comparaison des performances, qui va être présentée dans le chapitre suivant.

II.2 SYSTÈMES À ANTENNE INTELLIGENTE

Les systèmes d'antenne intelligents ont la capacité de connaître la destination pour améliorer la puissance de l'émetteur, contrairement aux systèmes de transmission conventionnels (omnidirectionnels). L'émetteur transmet des signaux dans toutes les directions afin d'atteindre le récepteur. Les systèmes à antennes intelligentes sont composés d'un réseau d'antennes et une unité de traitement numérique du signal, qui estime l'emplacement de l'utilisateur désiré à partir de ces différents signaux reçus [4].

II.2.1 Architecture des systèmes d'antennes intelligentes

Une antenne intelligente se compose de trois parties essentielles:

1. Le réseau d'antennes, un ensemble d'antennes disposées régulièrement distribué dans l'espace. Cette distribution peut prendre différentes formes (linéaire, planaire ou circulaire), pour capter les signaux entrant de différentes directions et déterminer leur nombre.
2. Un estimateur de directions d'arrivées, ce bloc estime et classe les angles ou bien les directions d'arrivées en identifiant les signaux venant originalement du bon utilisateur et ceux venant des interférents.
3. Un bloc formateur (faisceau): ce bloc forme le diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente en orientant son lobe principal vers la direction du bon utilisateur, et au même temps minimisant l'influence des signaux d'interférences [1].

II.2.1.1 Système à faisceau commuté

Le système de faisceau commuté est le type le plus simple des systèmes à antenne intelligente. Il détecte l'intensité du signal et sélectionne l'un des faisceaux disponibles lorsque le signal le plus puissant est transmis, pour améliorer la qualité du signal reçu. L'objectif général de ce système est basé sur une extension de la technique de sectorisation cellulaire dans laquelle chaque secteur est divisé en plusieurs micro-secteurs. La sélection du faisceau approprié pour un utilisateur (mobile) est réalisée en fonction du niveau de la puissance du signal. C'est le faisceau contenant le signal le plus puissant qui sera sélectionné [4].

II.2.1.2 Antennes adaptatives

Ce système est l'un des systèmes à antenne intelligente les plus avancés. Il est caractérisé par sa capacité d'ajuster et de modifier en permanence le diagramme de rayonnement de l'antenne, afin d'améliorer la réception du signal tout en minimisant les interférences. Cela se fait au moyen des algorithmes de traitement du signal. En raison des changements dans les conditions du canal, le lobe principal est dirigé vers le signal d'intérêt, tandis que les lobes secondaires sont orientés vers la direction des interférences. Bien que les deux systèmes tentent de diriger le lobe principal vers le signal souhaité et de réduire les signaux interférents, les systèmes d'antenne adaptative peuvent le faire de manière efficace, car ils peuvent activement identifier et suivre les signaux et les interférences requis. D'autre part, les systèmes à réseau adaptatif ont la capacité de contrôler l'ensemble du faisceau et offre donc d'excellentes performances [7].

a) Structure d'une antenne adaptative : La structure d'une antenne adaptative peut être représentée par la figure II.1. Elle est constituée d'un réseau de M éléments d'antenne élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe ω 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 [7].

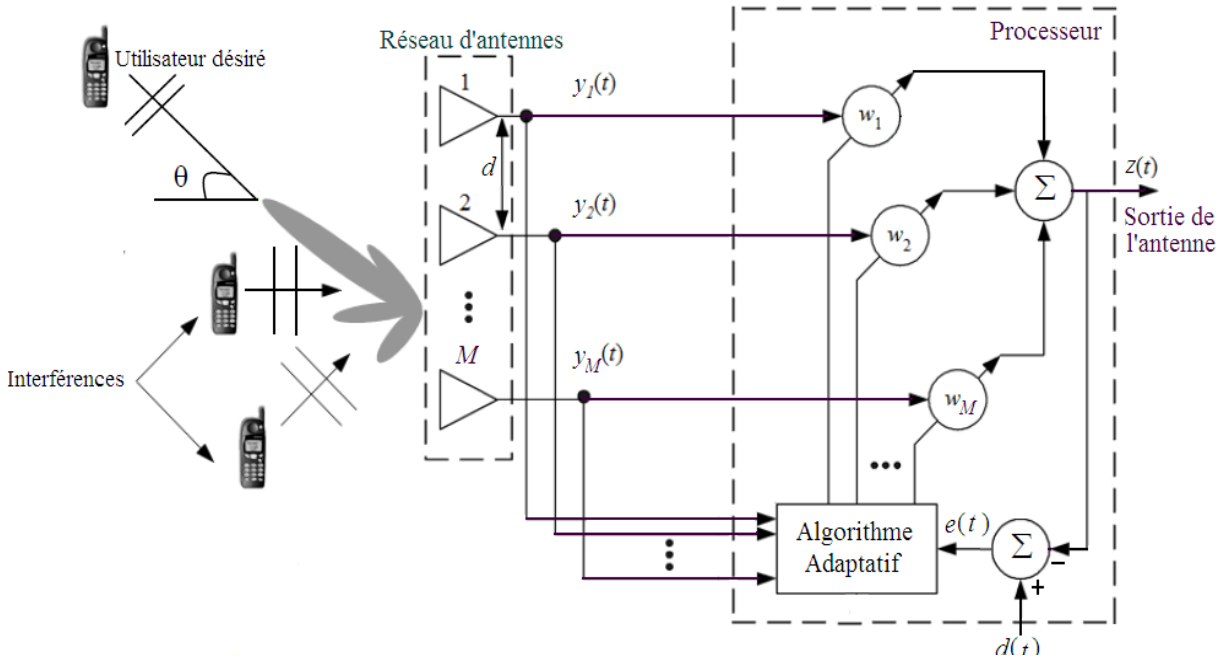


Figure II.1 : schéma fonctionnel d'une antenne adaptative [5].

b) *Algorithmes adaptatifs* : Pour obtenir les poids optimaux de l'antenne adaptative, nous pouvons utiliser différents algorithmes, car la détermination de l'algorithme qui nous a été attribué a été considérée comme la solution optimale, car elle reposait sur la rapidité de la convergence et la complexité de l'intégration des dispositifs. Parmi les algorithmes qui peuvent être utilisés, on cite :

- L'algorithme de gradient aléatoire LMS (Least Mean Squares).
- L'algorithme des moindres carrés récurrents RLS (Recursive Least Squares).
- L'algorithme à module constant CMA (Constant Modulus Amplitude).

Dans notre travail, l'algorithme LMS a été considéré.

II.3 DESCRIPTION DES SYSTEMES ETUDIÉS

Le système DS-CDMA étudié dans cette partie considère une stratégie de recherche série avec des antennes intelligentes à la réception, comme illustre la figure II.2. Une configuration linéaire avec M éléments d'antennes et un espacement d égale à la moitié de la longueur d'onde est supposée [10]. Les éléments du réseau d'antennes sont également supposés avoir une réponse identique à n'importe quelle direction.

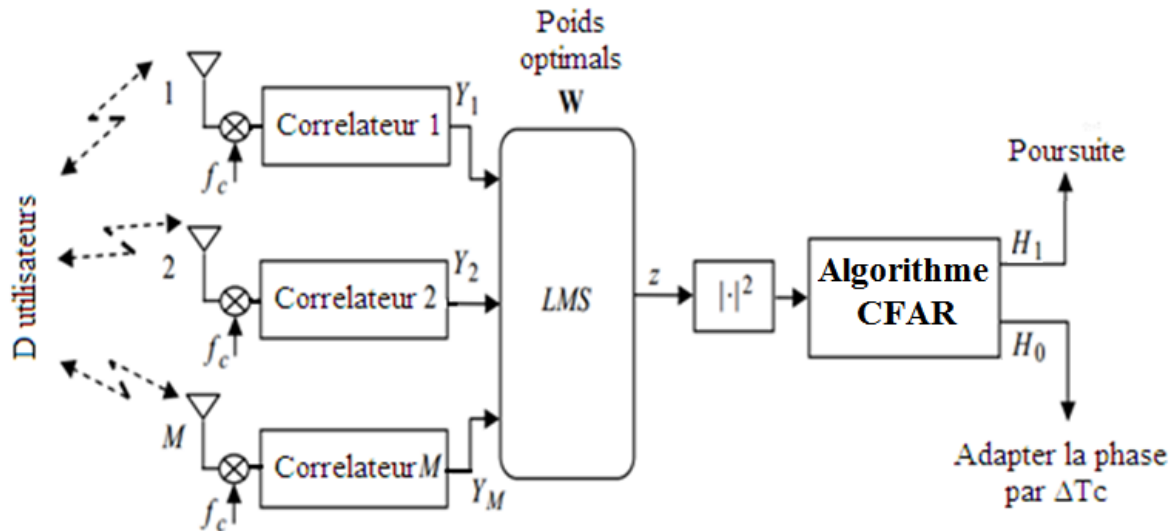


Figure II.2 : Schéma du système d'acquisition série avec une antenne intelligente.

Nous supposons qu'il y a « D » utilisateurs actifs (en train de transmettre les informations). Le premier utilisateur est considéré comme l'utilisateur de synchronisation initiale dont les performances doivent être évaluées. Chaque utilisateur se voit attribuer une séquence de code CDMA unique que étale la séquence des données. Les utilisateurs émettent avec des codes PN orthogonaux et leurs signaux s'affaiblissent indépendamment. Chaque branche Y_m , $m=1,2,\dots,M$ de la figure II.2, représente un signal complexe avec les composantes en phase « I » et en quadrature de phase « Q », tandis que $W=[w_1 w_2 w_m]^T$ sont les poids du faisceau complexe et T désigne la transposition.

Le signal reçu est d'abord converti en composantes en phase I et en quadrature Q en utilisant un filtre adapté à une impulsion de mise en forme rectangulaire de durée T_c pour éliminer la fréquence porteuse. Le bloc LMS de figure II.1 est utilisé pour traiter les informations obtenues du réseau d'antennes, afin d'optimiser les poids complexes, en multipliant les signaux entrants avec les poids complexes obtenus. L'optimisation est basée sur la minimisation de la contribution des interférences tout en produisant un gain de faisceau maximal dans la direction souhaitée par l'utilisateur. Ensuite, la sortie du processeur LMS passe par une unité de processeur de censure automatique qui est soit le détecteur ODV-CFAR soit l'ATM-CFAR [10].

Les détecteurs proposés ne nécessitent aucune information à priori sur le canal radio et utilisent «la statistique» pour rejeter les cellules interférentes, afin qu'un seuil peut ensuite être défini, ce qui permet de décider s'il y a acquisition ou non.

II.3.1 Processeur ODV-CFAR

Le détecteur ODV-CFAR utilisé dans le bloc de décision du système série de la figure II.3, peut être expliqué par la figure II.3. L'acquisition de code PN des signaux DS-CDMA est considérée comme un problème de test d'hypothèses binaires puisque chaque cellule est classée dans l'un des deux états : H_1 est une phase correcte et H_0 n'est pas correcte. En raison de la réception de plusieurs répliques des code PN transmis dans des environnements de communication radio à trajets multiples, il existe généralement plusieurs états H_1 , dans les quels les codes générés localement et les codes reçus peuvent devenir synchrones et satisfaire ainsi la présence de plusieurs cellules H_1 dans le même environnement. La fenêtre de référence est utilisée pour estimer le niveau de bruit [11].

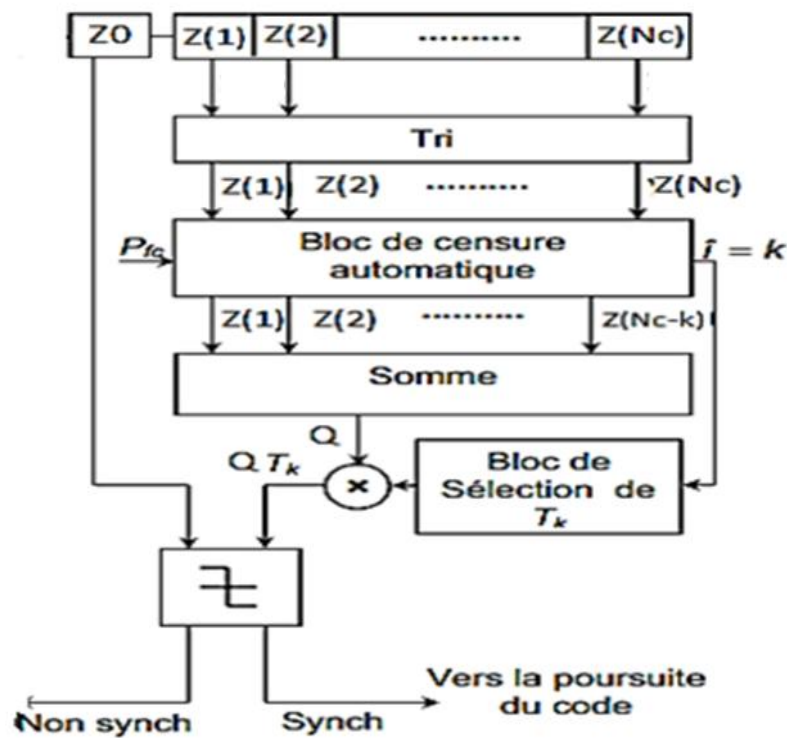


Figure II.3 : Processeur de censure automatique ODV-CFAR.

Les cellules de référence sont mises en ordre croissant, en fonction de leur puissance pour former les statistiques ordonnées suivantes:

$$Z_{(1)} \leq Z_{(2)} \leq \dots \leq Z_{(N_c)} \tag{II.1}$$

Les indices entre parenthèses font référence au rang, $Z_{(1)}$ et $Z_{(N_c)}$ indiquent respectivement la valeur minimum et valeur maximum. Ensuite, les cellules indésirables sont censurées, ou son nombre est estimé par le bloc de censure automatique. Après la censure

de cellules indésirables, une estimation de niveau de bruit est formée à partir des cellules restantes [11].

$$Q = \sum_{j=1}^{N_c-k} Z_{(j)} \quad (\text{II.2})$$

où N_c est le nombre des cellules de référence et k le nombre des cellules censurées à partir de l'extrémité supérieure des statistiques ordonnées de l'équation (II.1). Cette estimation est ensuite multipliée par une valeur constante T_k fixe, qui est déterminée de manière à obtenir la probabilité de fausse alarme P_{fa} souhaitée. Cette valeur est ensuite utilisée pour produire le seuil adaptatif $T_k Q$. Enfin, la cellule sous test est comparée au seuil adaptatif $T_k Q$, afin de décider l'état de la synchronisation selon le test d'hypothèse suivant :

$$\begin{array}{c} H_1 \\ Z_0 > \\ < \\ H_0 \end{array} T_k Q \quad (\text{II.3})$$

Si Z_0 dépasse $T_k Q$, elle est alors supposée être la phase correcte (H_1). Dans ce cas, la boucle de poursuite est alors activée. Sinon, la phase testée est incorrecte (H_1), donc la séquence PN générée localement est automatiquement réglée sur la position suivante et le test est répété [19]. L'idée de base de l'algorithme de censuré automatique est de considérer que « p » les cellules les plus faibles représentent l'estimation initiale de niveau du bruit, à condition que $p \geq 12$. Puis, à chaque $k^{\text{ième}}$ étape ($k=0,1,\dots,N_c-p-1$) de l'algorithme nous formons la population ordonnée $E_s = \{Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(p)}, \dots, Z_{(N_c-k)}\}$. et une statistique ODV correspondante cette population est calculée comme suit [14] :

$$V_k = \frac{\sigma_p + (Y(N_c-k))^2}{(\mu_p + (N_c-k))^2} \quad (\text{II.4})$$

où, $\mu_p = \sum_{i=0}^p y(i)$ et $\sigma_p = \sum_{i=0}^p [y(i)]^2$.

Ensuite, V_k est comparé avec le seuil S_k pour déterminer si les cellules utilisées dans V_k proviennent d'une population homogène (H_h) ou non homogène (H_{nh}), selon le test d'hypothèses suivant:

$$\begin{array}{c} H_{nh} \\ V_k > \\ < \\ H_h \end{array} S_k \quad (\text{II.5})$$

Si l'hypothèse H_{nh} de l'équation (II.5) est vraie, alors le sous-ensemble $E_s = \{Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(p)}, \dots, Z_{(N_c-k)}\}$ est supposé non homogène, la statistique ordonnée $Z_{(N_c-k)}$ est censurée et le test est exécuté à nouveau en incrémentant k par un. Ce test de l'équation (II.5) continue jusqu'à l'obtention de l'hypothèse H_h , alors le sous-ensemble $E_s(k)$ est déclaré homogène et donc l'algorithme de censure automatique s'arrête. Ensuite, la valeur de k est obtenue et utilisée pour produire la statistique Q donné par l'équation (II.2), en censurant les k cellules les plus grande et en sélectionnant la constante T_k , Tel que le taux de fausse alarme P_{fa} est maintenu constant. Dans chaque test, les seuils correspondantes S_k sont fixés de sorte qu'une probabilité de fausse censure « P_{fc} » soit maintenue constante. Nous définissons cette probabilité pour une population homogène à la $k^{\text{ème}}$ étape par :

$$P_{fc} = \text{Prob} \{V_k > S_k / [Z(1), Z(2), \dots, Z(N_c - k)] \text{ homogène} \} \quad (\text{II.6})$$

Puis qu'aucune expression analytique fermée pour le PDF et V_k n'est pas disponible, nous recourons à la simulation Monte-Carlo pour estimer la valeur P_{fc} . L'algorithme ODV-CFAR peut être résumé comme suit [11]:

Étape 1 : Mettre $k=0$.

Étape 2 : Former le sous ensemble nécessaire des $E_s = \{Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(p)}, \dots, Z_{(N_c-k)}\}$.

Étape 3 : Calculer le paramètre de la forme V_k du sous-ensemble $E_s(k)$.

Étape 4 : Effectuer le test d'hypothèse de l'équation (II.5).

Étape 5 : Si H_{nh} est vraie, répéter les étapes 2,3 et 4 pour $k=1,2,\dots$ jusqu'à ce que H_h soit vraie ou $k = N_c - p$.

Étape 6 : Si H_h est vraie, les k cellules les plus grandes vont être censurées.

II.3.2 Détecteur ATM-CFAR

Ce détecteur est introduit par Safwan et Barkat, il est divisé en trois blocs essentiels comme montre la figure II.4: la fenêtre de référence, les frontières des valeurs aberrantes, et le bloc de décision [12].

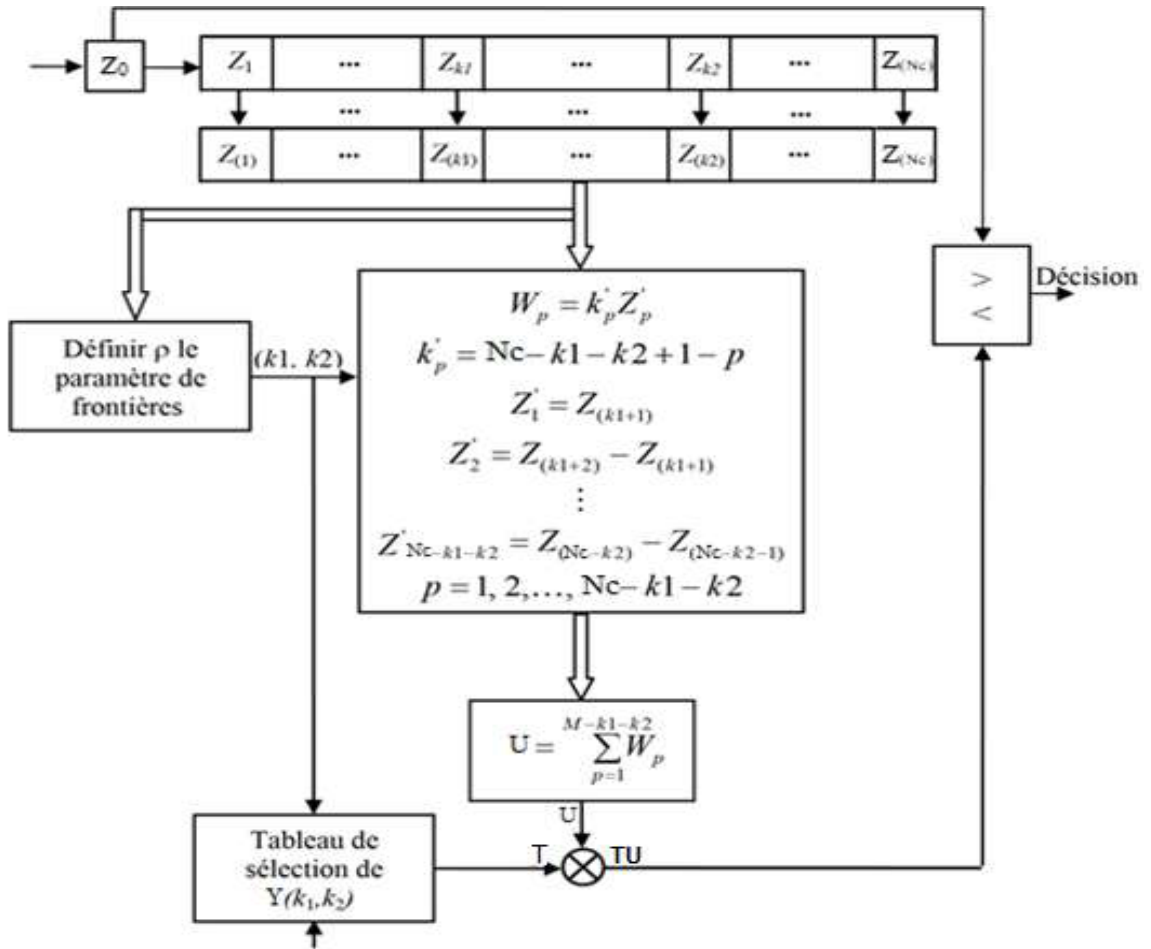


Figure II.4 : Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR.

Supposons que la fenêtre de référence se compose de r cellules interférentes et $(N_c - r)$ cellules qui ne contiennent que du bruit (Voir la figure II.5). En utilisant cet algorithme, les cellules de référence sont mises en ordre croissant selon leur puissance. Le rôle du détecteur ATM-CFAR est de supprimer les chevauchements en censurant k_1 cellules à partir de l'extrémité inférieure et k_2 cellules à partir de l'extrémité supérieure. k_1 et $N_c - k_2$ sont des limites aux valeurs extrêmes qui doivent être éliminées, et ces limites sont obtenues par la technique de "boxplot". L'intervalle interquartiles IQR est la différence entre le troisième quartile Q_3 et le premier quartile Q_1 .

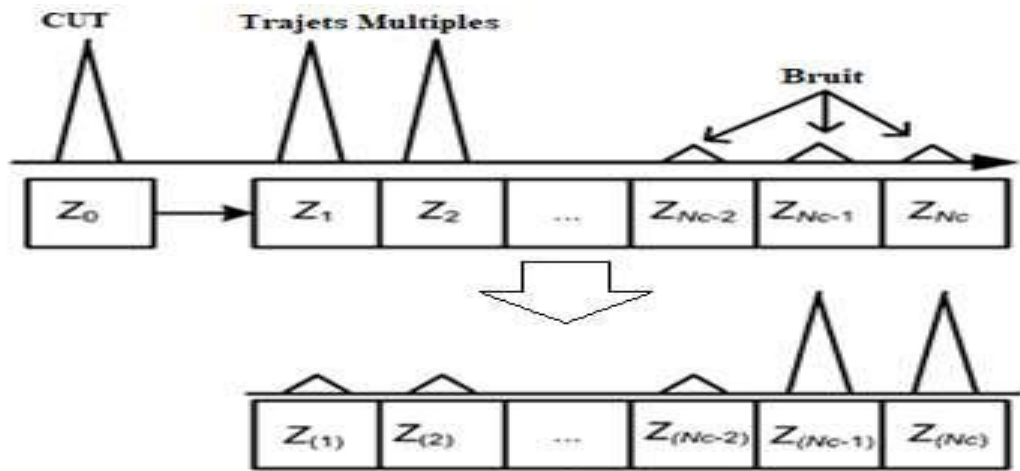


Figure II.5 : Interférences et bruit dans les cellules de référence du détecteur ATM-CFAR [13].

Une cellule est censurée si elle est au-dessous la frontière inférieure LH ou au-dessus de la frontière supérieure UF, tels que [13]:

$$LF = Q_1 - \rho(IQR) \quad (\text{II.7})$$

et

$$UF = Q_3 + \rho(IQR) \quad (\text{II.8})$$

Où, ρ est une valeur multiplicative égale originalement à 1.5. Tandis que, IQR est l'intervalle interquartile. L'algorithme ATM-CFAR peut être résumé par les étapes suivantes :

Étape 1 : Calculer LF et UF à partir des statistiques ordonnées,

Étape 2 : Fixer $k=1$ en tant que le pointeur des cellules de référence,

Étape 3 : Pour déterminer la valeur de k_1 , effectuer la comparaison $LF \leq Z_{(k)}$. Si la condition est confirmée, la valeur de k est incrémentée chaque fois par 1. Si la condition n'est pas confirmée, prendre $k_1 = k$,

Étape 4 : Pour déterminer la valeur de k_2 , effectuer la comparaison $UF \geq Z_{(k)}$. Si la condition est confirmée, mettre $k_2 = N_c - k$, et si cette condition n'est pas confirmée, incrémenter la valeur de k chaque fois par 1.

Nous calculons ensuite la moyenne arithmétique des cellules non censurées restantes pour obtenir la valeur du niveau de bruit. Après l'obtention de k_1 et k_2 , nous effectuons le changement de variable aléatoire suivant pour obtenir W_p :

$$W_p = k'_p z'_p \quad (\text{II.9})$$

avec,

$$k'_p = N_c - k_1 - k_2 + 1 - p \quad (\text{II.10})$$

$$p=1, \dots, N_c - k_1 - k_2 \quad (\text{II.11})$$

$$Z'_1 = Z_{(k_1+1)} \quad (\text{II.12})$$

$$Z'_2 = Z_{(k_1+2)} - Z_{(k_1+1)} \quad (\text{II.13})$$

⋮

$$Z_{N_c - k_1 - k_2} = Z_{(N_c - k_2)} - Z_{(N_c - k_2 - 1)} \quad (\text{II.14})$$

Pour obtenir le niveau estimé de bruit U , on calcule la moyenne arithmétique des cellules non censurées ($N_c - k_1 - k_2$), il est donné par l'équation suivante [12] :

$$U = \sum_{p=1}^{N_c - k_1 - k_2} W_p \quad (\text{II.15})$$

Enfin, la valeur estimée de la puissance du bruit U est multipliée la constante T (obtenue à partir de la probabilité de fausse alarme désirée), afin d'obtenir le seuil du détecteur ATM-CFAR. Puis TU est comparé avec la valeur Z_0 pour déterminer s'il y a acquisition ou non [12].

II.4 ANALYSE DU SYSTEME

II.4.1 Variables de décision

Afin d'évaluer les performances du système proposé en termes de probabilité de fausse alarme P_{fa} et la probabilité de détection P_d obtenues par la simulation de Monte-Carlo. On peut aussi connaître directement le temps moyen d'acquisition en fonction de P_{fa} et P_d .

Le développement théorique de ces critères de performance nécessite de connaître la fonction de densité de probabilité (pdf) de la variable aléatoire Z . La fonction de densité de probabilité de cette variable aléatoire sous les hypothèses H_0 et H_1 est exponentielle. Sous l'hypothèse H_1 , la pdf de la variable aléatoire Z est exprimée comme suit :

$$f_{z/H_1}(z/H_1) = \frac{1}{2M\sigma_0^2 + M^2} \exp\left(-\frac{z}{(2M\sigma_0^2 + M^2)}\right), z \geq 0 \quad (\text{II.16})$$

où, M est le nombre des éléments de l'antenne intelligente et $\sigma_0^2 = \frac{RN_0}{2}$ est la variance, N_0 est la densité spectrale de puissance unilatérale du bruit additif blanc gaussien, R est la longueur de corrélation partielle, et Sc est le rapport signal sur bruit (SNR).

Sous l'hypothèse H_0 :

$$f_{z/H_0}(z/H_0) = \frac{1}{2M\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{z}{2M\sigma_0^2}\right), z \geq 0 \quad (\text{II.17})$$

II.4.2 Probabilités de détection et de fausse alarme

II.4.2.1 Détecteur ODV-CFAR

La probabilité de fausse alarme dans ce cas est donnée par [19] :

$$P_{fa} = P\{Z_0 > T_k Q/H_0\} = \int_0^\infty \int_{T_k Q}^\infty f_{z_0}(Z_0/H_0) f_Q(q/H_0) dz_0 dq \quad (\text{II.18})$$

Après les plusieurs manipulations mathématiques, on trouve :

$$P_{fa} = \left\{ \frac{N_c}{(N_c - k)} \left[\frac{1}{1 + T_k} \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{j=0}^{N_c - m - 1} \binom{N_c - 1}{m} \binom{N_c - m - 1}{j} (-1)^j \frac{1}{T_k + m + j + 1} \right] \right\}^{N_c - k} \quad (\text{II.19})$$

Dans le cas particulier, lorsque $k=0$ (c'est-à-dire, sans censure), l'expression du P_{fa} est réduite à :

$$P_{fa} = \left[\frac{1}{T_k + 1} \right]^{N_c} \quad (\text{II.20})$$

Qui est juste la probabilité de fausse alarme du processeur CA-CFAR dans environnement homogène.

II.4.2.2 Détecteur ATM-CFAR

La pdf de l'hypothèse, H_1 peut être modifiée comme suit [11] :

$$f_{Z/H_1}(Z/H_1) = \frac{1}{2M\sigma_0^2(1+Mv)} \exp\left(\frac{-z}{2M\sigma_0^2(1+Mv)}\right); z \geq 0 \quad (\text{II.21})$$

La probabilité de fausse alarme dans ce cas est donnée de cette manière [12] :

$$P_{fa} = \prod_{p=1}^{N_c - k_1 - k_2} \phi_{wp} \left(\frac{T}{\eta} \right) \quad (\text{II.22})$$

avec, ϕ_{wp} est la fonction génératrice du moment (mgf) des variables aléatoires W_p , $\eta = \sigma_0^2 M$ et T est la constante multiplicative du seuil adaptatif. Où :

$$\phi_{w1}(T/\eta) = q_1 \binom{N_c}{k_1} \sum_{b=0}^{k_1} (-1)^b \binom{k_1}{b} \frac{1}{T + q_1 + \frac{q_1 b}{N_c - k_1}} \quad (\text{II.23})$$

et

$$\phi_{wp} \left(\frac{T}{\eta} \right) = \left(\frac{q_p}{T + q_p} \right), p = 2, \dots, N_c - k_1 - k_2 \quad (\text{II.24})$$

où,

$$q_p = \left(N_c - k_1 + 1 - p / N_c - k_1 - k_2 + 1 - p \right) \quad (\text{II.25})$$

La probabilité de détection P_d est obtenue à partir de l'équation (II.22), en remplaçant T par $\left(\frac{T}{1 + Mv} \right)$ comme suit [12] :

$$P_d = \prod_{p=1}^{N_c - k_1 - k_2} \phi_{wp} \left(\frac{T}{\eta(1 + Mv)} \right) \quad (\text{II.26})$$

II.4.3 Temps d'acquisition moyen

Le temps d'acquisition moyen (T_{acq}) d'un schéma de recherche série est définie en termes de P_d et P_f comme suit :

$$T_{acq} = \left(\frac{(2 - P_d)(1 + kP_f)(q - 1)}{2P_d} + \frac{1}{P_d} \right) \cdot RT_c \quad (\text{II.27})$$

Où, q est le nombre de cellule de la région d'incertitude, k est la constante de pénalité, T_c est la durée d'un chip de la séquence PN et R est la longueur de corrélateur partielle.

II.5 CONCLUSION

Ce chapitre présente deux techniques statistiques de censures automatiques appliquées au niveau du bloc de décision des systèmes de communication à spectre étalé DS-SS-SSA. Dans la première partie, nous avons introduit en bref les bases théoriques des antennes intelligentes puisqu'elles sont utilisées dans le système étudié. La deuxième partie, présente une description du système proposé. Nous avons ensuite expliqué le principe des algorithmes ODV-CFAR et ATM-CFAR. L'analyse du système étudié, en termes des expressions des probabilités de détection et de fausse alarme, et aussi celle du temps d'acquisition moyen est présentée à la fin de ce chapitre.

Chapitre III:

Résultats et simulations

III.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, les performances des deux systèmes représentés dans le chapitre précédent sont données et discutées. Les résultats sont obtenus en utilisant la technique de simulation Monte-Carlo dans l'environnement MATLAB. Les deux paramètres les plus importants des deux algorithmes sont la probabilité de détection et temps d'acquisition moyen sont analysés et présentés en fonction de différents paramètres, tels que le nombre de cellules de référence, le taux de fausse alarme, le nombre de cellules d'interférence, la valeur de corrélation partielle, le nombre d'éléments de l'antenne intelligente. L'objectif de notre travail est de comparer les performances des deux algorithmes ATM-CFAR et ODV-CFAR, afin de voir qui est le plus performant.

III.2 RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, nous vérifions les performances de détection et le temps d'acquisition lors de la comparaison des algorithmes ATM-CFAR et ODV-CFAR, en prenant en compte les hypothèses suivantes:

1. Différentes valeurs du taux de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}$,
2. La périodique L du code PN égale 1024,
3. La durée d'un chip T_c de la séquence PN égale $1 \mu s$,
4. La constante de pénalité $K = 10^3$.

Les valeurs des différents seuils utilisés dans la simulation des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR ont été résumées dans les tableaux III.1 à III.8, pour différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes P_{fa} et différents nombres de cellules de référence N_c , car la probabilité de fausses alarmes est fonction de ces données.

Tableau III.1 : Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-2}$, $N_c=16$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0.3335	0.4283	0.5361	0.6682	0.8364	1.0573	1.3564	1.7758
1	0.3348	0.4304	0.5393	0.6730	0.8437	1.0685	1.3741	1.8048
2	0.3376	0.4348	0.5460	0.6833	0.8594	1.0929	1.4132	1.8699
3	0.3420	0.4420	0.5570	0.7000	0.8853	1.1338	1.4799	1.9839
4	0.3484	0.4523	0.5730	0.7249	0.9243	1.1967	1.5854	2.1712
5	0.3571	0.4665	0.5955	0.7603	0.9811	1.2910	1.7501	2.4813
6	0.3686	0.4858	0.6264	0.8101	1.0636	1.4338	2.0153	3.0319

Tableau III.2: Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-2}$, $N_c=24$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	0.2115	0.2525	0.2946	0.3412	0.3944	0.4560	0.5286	0.6152	0.7198	0.8480	1.0076	1.2094
1	0.2119	0.2530	0.2953	0.3421	0.3956	0.4576	0.5307	0.6180	0.7236	0.8531	1.0146	1.2193
2	0.2127	0.2540	0.2967	0.3440	0.3981	0.4609	0.5351	0.6238	0.7314	0.8639	1.0295	1.2404
3	0.2138	0.2557	0.2989	0.3470	0.4020	0.4661	0.5420	0.6331	0.7440	0.8811	1.0536	1.2748
4	0.2155	0.2580	0.3021	0.3511	0.4075	0.4734	0.5517	0.6462	0.7620	0.9060	1.0888	1.3256
5	0.2176	0.2610	0.3062	0.3566	0.4148	0.4831	0.5649	0.6641	0.7865	0.9404	1.1380	1.3979
6	0.2203	0.2649	0.3114	0.3636	0.4242	0.4958	0.5820	0.6875	0.8192	0.9869	1.2056	1.4997
7	0.2236	0.2996	0.3179	0.3724	0.4360	0.5119	0.6040	0.8800	0.8624	1.0494	1.2989	1.6445
8	0.2455	0.3015	0.3625	0.4344	0.5224	0.6336	0.7788	0.9757	0.9198	1.1345	1.4299	1.8569
9	0.2541	0.3142	0.3808	0.4607	0.5605	0.6899	0.8646	1.1128	0.9970	1.2527	1.6203	2.1863
10	0.2644	0.3329	0.4038	0.4943	0.6105	0.7664	0.9870	1.3217	1.1035	1.4234	1.9139	2.7485

Tableau III.3: Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-3}$, $N_c=16$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7

0	0.5399	0.6979	0.8804	1.1072	1.4002	1.7911	2.3303	3.1034
1	0.5421	0.7013	0.8856	1.1150	1.4121	1.8095	2.3597	3.1520
2	0.5466	0.7085	0.8966	1.1318	1.4378	1.8498	2.4249	3.2620
3	0.5538	0.7201	0.9144	1.1592	1.4804	1.9177	2.5369	3.4559
4	0.5642	0.7369	0.9407	1.2000	1.5449	2.0225	2.7146	3.7761
5	0.5784	0.7603	0.9775	1.2583	1.6391	2.1802	2.9931	4.3086
6	0.5974	0.7918	1.0283	1.3406	1.7763	2.4198	3.4434	5.2572

Tableau III.4: Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-3}$, $N_c=24$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	0.3335	0.3992	0.4674	0.5434	0.6304	0.7321	0.8526	0.9974	1.1738	1.3919	1.6658	2.0164
1	0.3341	0.4000	0.4685	0.5448	0.6323	0.7346	0.8560	1.0018	1.1798	1.4000	1.6771	2.0323
2	0.3353	0.4017	0.4708	0.5478	0.6363	0.7398	0.8629	1.0111	1.1923	1.4172	1.7010	2.0663
3	0.3372	0.4043	0.4743	0.5525	0.6425	0.7481	0.8738	1.0258	1.2123	1.4448	1.7398	2.1221
4	0.3398	0.4080	0.4792	0.5590	0.6512	0.7597	0.8894	1.0469	1.2411	1.4849	1.7967	2.2049
5	0.3432	0.4128	0.4857	0.5677	0.6628	0.7752	0.9103	1.0754	1.2805	1.5403	1.8765	2.3229
6	0.3475	0.4188	0.4940	0.5788	0.6777	0.7953	0.9377	1.1130	1.3332	1.6155	1.9866	2.4896
7	0.3528	0.4264	0.5043	0.5928	0.6966	0.8210	0.9730	1.1622	1.4029	1.7169	2.1387	2.7273
8	0.3592	0.4356	0.5170	0.6102	0.7203	0.8536	1.0183	1.2262	1.4956	1.8549	2.3526	3.0766
9	0.3764	0.4606	0.5518	0.6584	0.7873	0.9477	1.1527	1.4229	1.6204	2.0471	2.6640	3.6193
10	0.3877	0.4772	0.5754	0.6917	0.8347	1.0160	1.2537	1.5775	1.7929	2.3250	3.1448	4.5465

Tableau III.5: Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-4}$, $N_c=16$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0.7783	1.0127	1.2878	1.6343	2.0884	2.7040	3.5694	3.8376
1	0.7814	1.0176	1.2952	1.6456	2.1057	2.7311	3.6130	1.9110
2	0.7879	1.0280	1.3112	1.6699	2.1433	2.7906	3.7103	5.0776
3	0.7984	1.0448	1.3371	1.7100	2.2060	2.8913	3.8783	5.3730
4	0.8136	1.0693	1.3753	1.7698	2.3011	3.0472	4.1459	5.8626
5	0.8343	1.1032	1.4291	1.8553	2.4403	3.2825	4.5666	6.6800
6	0.8620	1.1493	1.5035	1.9764	2.6435	3.6410	5.2486	8.1404

Tableau III.6: Seuils du détecteur ATM-CFAR pour $P_{fa}=10^{-4}$, $N_c=24$.

$T(k_1, k_2)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	0.4678	0.5616	0.6598	0.7698	0.8967	1.0458	1.2238	1.4391	1.7035	2.0332	2.4516	2.9930
1	0.4686	0.5627	0.6613	0.7718	0.8994	1.0494	1.2284	1.4453	1.7119	2.0447	2.4676	3.0158
2	0.4703	0.5651	0.6645	0.7760	0.9049	1.0567	1.2382	1.4584	1.7297	2.0692	2.5019	3.0649
3	0.4729	0.5688	0.6694	0.7826	0.9136	1.0683	1.2537	1.4793	1.7582	2.1087	2.5578	3.1456
4	0.4766	0.5739	0.6763	0.7918	0.9259	1.0847	1.2757	1.5092	1.7993	2.1662	2.6399	3.2658
5	0.4814	0.5806	0.6855	0.8041	0.9423	1.1067	1.3054	1.5498	1.8557	2.2460	2.7553	3.4378
6	0.4875	0.5892	0.6971	0.8198	0.9634	1.1352	1.3444	1.6036	1.9312	2.3542	2.9148	3.6812
7	0.4950	0.5998	0.7117	0.8395	0.9902	1.1717	1.3946	1.6738	2.0313	2.5006	3.1357	4.0289
8	0.5041	0.6129	0.7297	0.8641	1.0238	1.2180	1.4592	1.7656	2.1645	2.7001	3.4468	4.5408
9	0.5285	0.6482	0.7790	0.9325	1.1191	1.3521	1.6513	2.0477	2.3443	2.9783	3.9004	5.3372
10	0.5446	0.6718	0.8125	0.9798	1.1864	1.4496	1.7759	2.2697	2.5929	3.3810	4.6015	6.6997

Tableau III.7: Seuils S_k de l'ODV-CFAR pour un taux de fausse censure $P_{fc} = 10^{-2}$.

(N_c, P)	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
(16,12)	0.356	0.247	0.199	0.173	-	-	-	-
(24,16)	0.331	0.235	0.190	0.162	0.143	0.131	0.123	0.117

Tableau III.8: Seuil T_k de l'ODV-CFAR pour différentes valeurs de P_{fa} , N_c et P .

P_{fa}	N_c	P	T_k												
			T_0	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}	T_{12}
10^{-2}	16	12	0.3332	0.4145	0.5080	0.6230	0.7690	-	-	-	-	-	-	-	-
10^{-2}	24	16	0.2116	0.2476	0.2856	0.3276	0.3757	0.4316	0.4956	0.5726	0.6656	-	-	-	-
10^{-3}	16	12	0.5399	0.6620	0.8120	0.9990	1.2290	-	-	-	-	-	-	-	-
10^{-3}	24	16	0.3320	0.3860	0.4440	0.5100	0.5855	0.6715	0.7715	0.8925	1.0400	-	-	-	-
10^{-4}	16	12	0.7675	0.9544	0.1685	1.4355	1.7826	-	-	-	-	-	-	-	-
10^{-4}	24	12	0.4677	0.5408	0.6215	0.7085	0.8128	0.9344	1.0748	1.2540	1.4535	-	-	-	-

Les figures III.1 et III.2 montrent la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen en fonction du rapport signal sur bruit par chip des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR, pour différentes valeurs de la probabilité de fausse alarme.

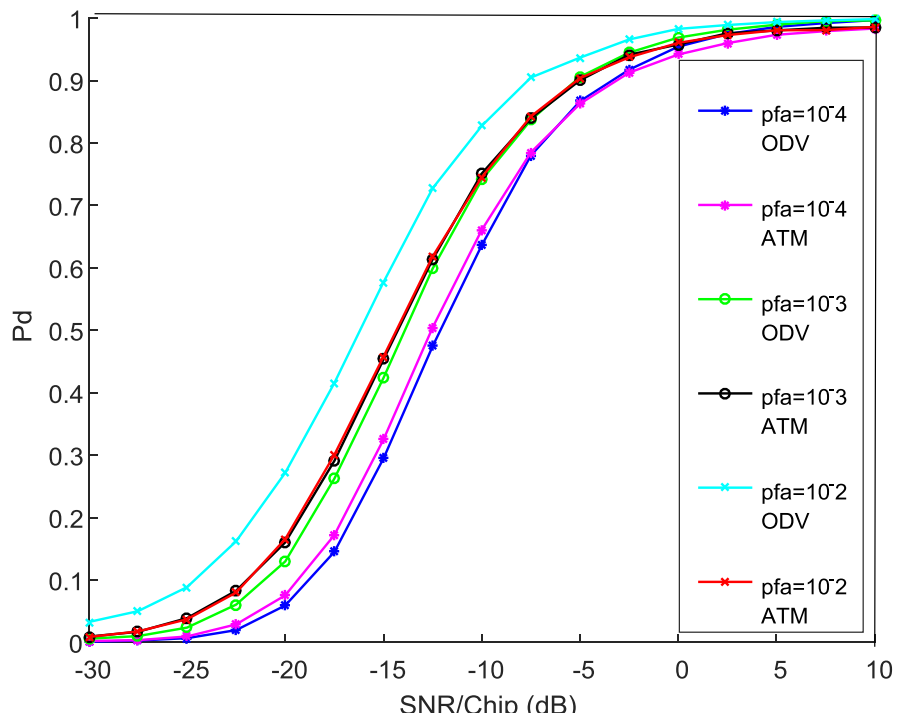


Figure III.1 : Probabilités de détection des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de $SNR/Chip$ (dB) pour différentes valeurs de P_{fa} .

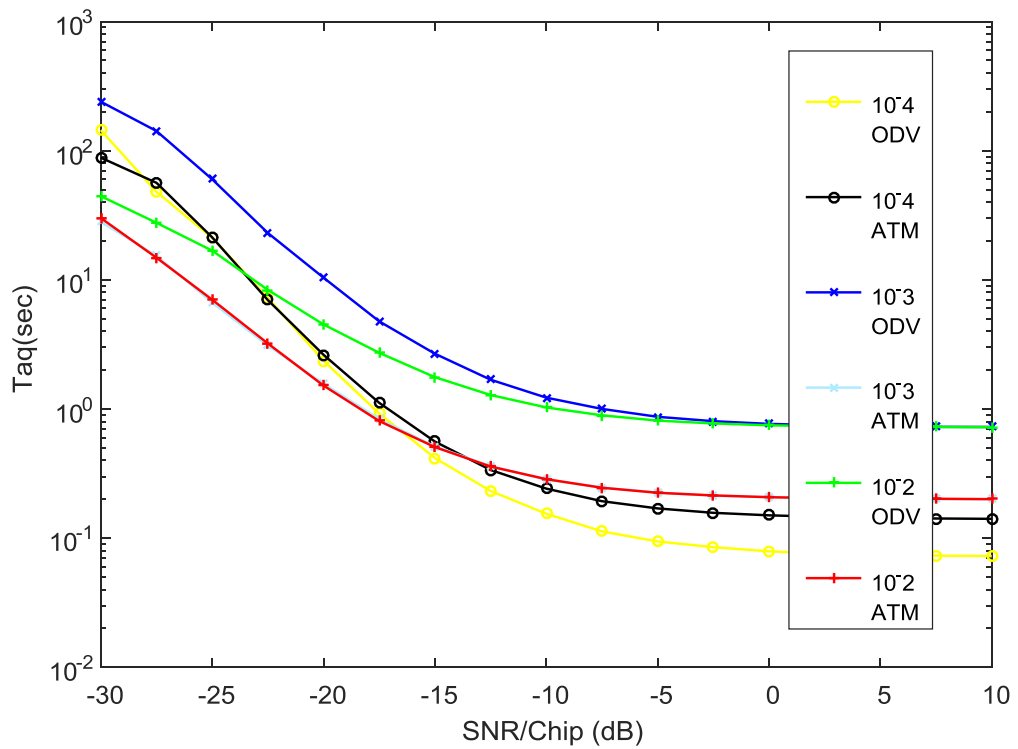


Figure III.2 : Temps d'acquisition moyen des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de P_{fa} .

Ces résultats sont obtenus en considérant la fenêtre référence $N_c=16$, le nombre d'interférence $r = 3$ et la longueur de corrélation partielle $N_i=128$. Nous observons que la probabilité de détection s'améliore en augmentant le taux de fausse alarme. Le temps d'acquisition moyen augmente avec l'augmentation de P_{fa} . Puisque qu'un système avec un peu de fausses alarmes est meilleur, la probabilité de fausse alarme doit être fixée à la plus petite valeur possible.

Les figures III.3 et III.4 montrent les courbes de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen des deux détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB), en changeant le nombre de cellules de la fenêtre de référence $N_c(16,24)$. La longueur de corrélation partielle N_i est égale 128 et le nombre de cellules interférentes $r = 3$. Nous remarquons que plus le nombre de cellules de référence augmente, la probabilité de détection devient meilleure le temps d'acquisition moyen devient plus court. On dit que la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen s'améliorent en diminuant le nombre de cellules de la fenêtre de référence.

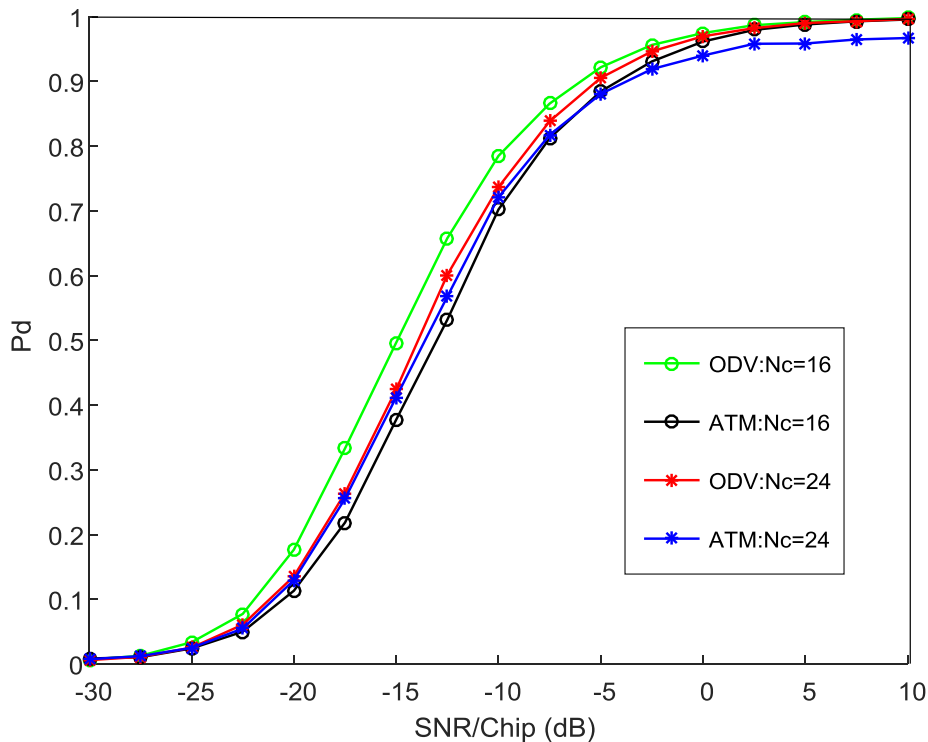


Figure III.3 : Probabilité de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de N_c avec $P_{fa}=10^{-3}$.

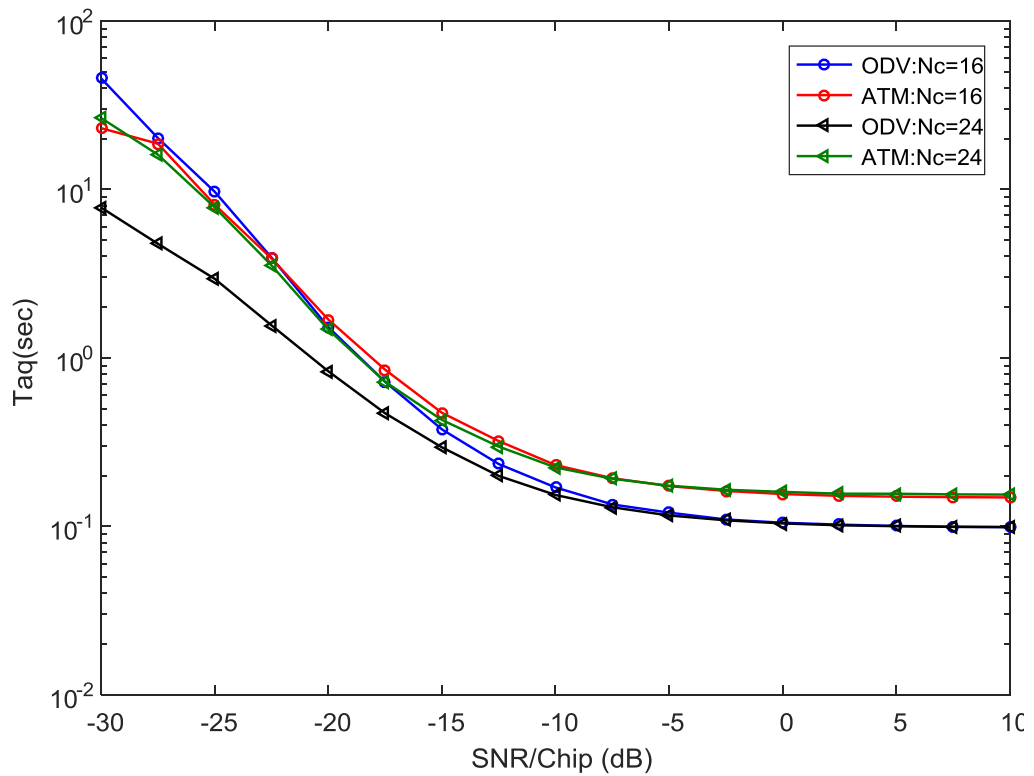


Figure III.4 : Temps acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de N_c avec $P_{fa}=10^{-3}$.

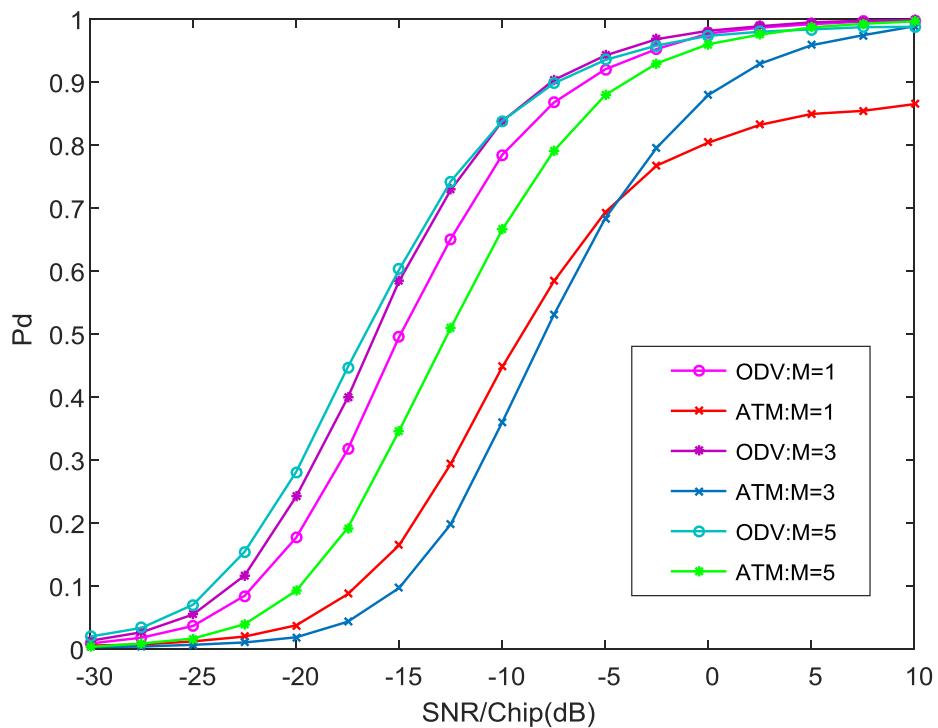


Figure III.5 : Probabilité de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

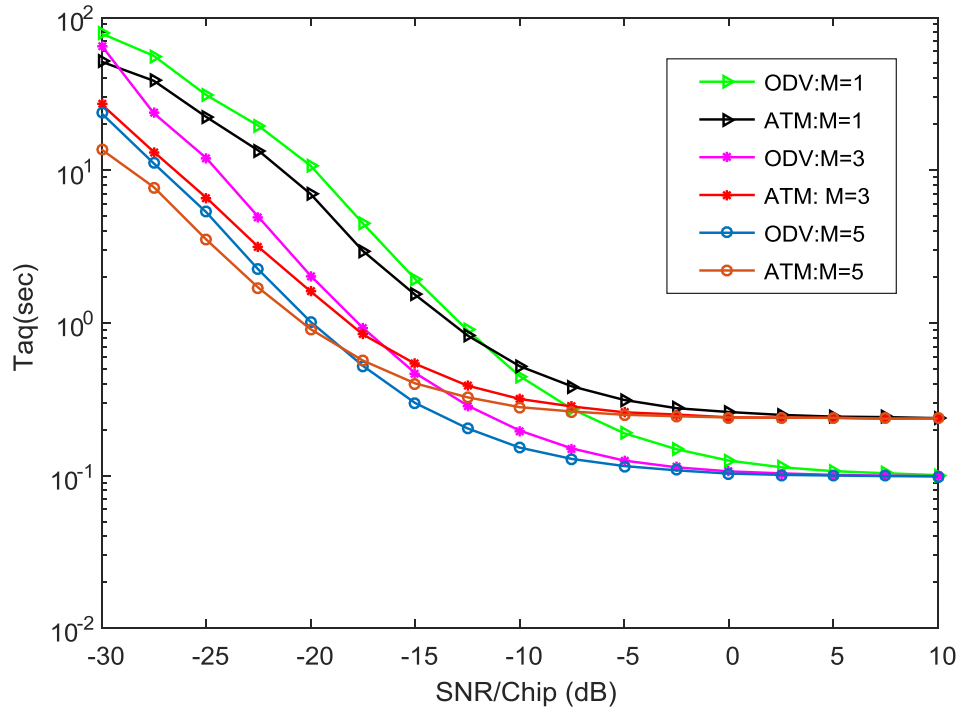


Figure III.6 : Temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

À travers les courbes montrés dans les figure III.5 et III.6, on présente le changement de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen des détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR, en modifiant le nombre d'éléments de l'antenne Intelligente ($M=1,3,5$). La probabilité d'un taux de fausse alarme est $P_{fa} = 10^{-3}$, le nombre de cellules de référence est $N_c=16$ et la longueur de corrélation $N_i=128$. On observe que lorsque M augmente, la probabilité de détection ainsi que l'acquisition s'améliorent considérablement.

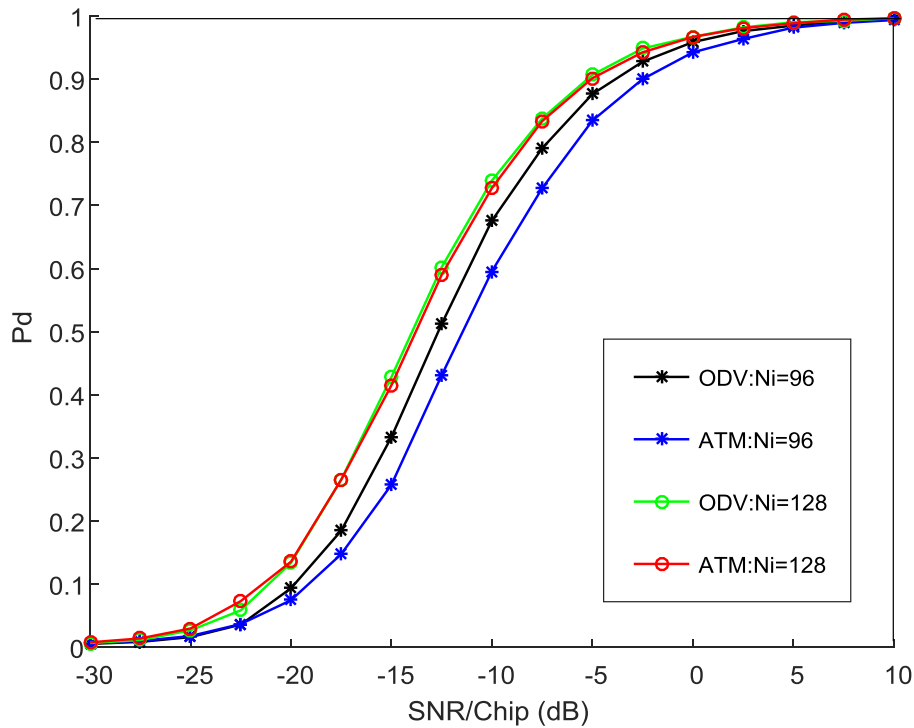


Figure III.7 : Probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes durées de corrélation partielle.

Dans les deux figures suivantes, nous modifions la durée de corrélation partielle afin de voir son effet sur la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen pour les deux détecteurs étudiés. On a fixé les paramètres du système comme suit : le nombre de cellule de référence $N_c=16$, le nombre d'éléments de l'antenne intelligente $M=3$ et le taux de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-3}$. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figure III.7 et III.8. Ces résultats montrent une amélioration de la probabilité de détection en augmentant N_i . Par contre, le temps d'acquisition moyen devient plus long. Il faut donc choisir une valeur de la durée de corrélation partielle qui améliore la probabilité de détection avec un temps d'acquisition assez court.

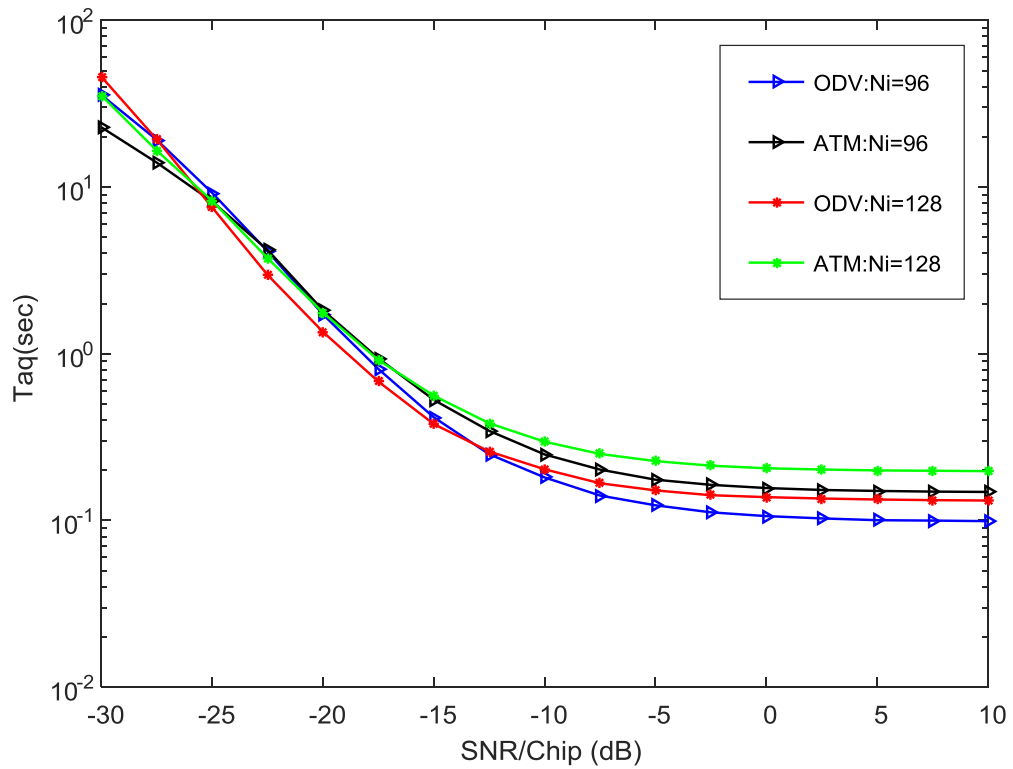


Figure III.8: Temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différentes durées de corrélation partielle.

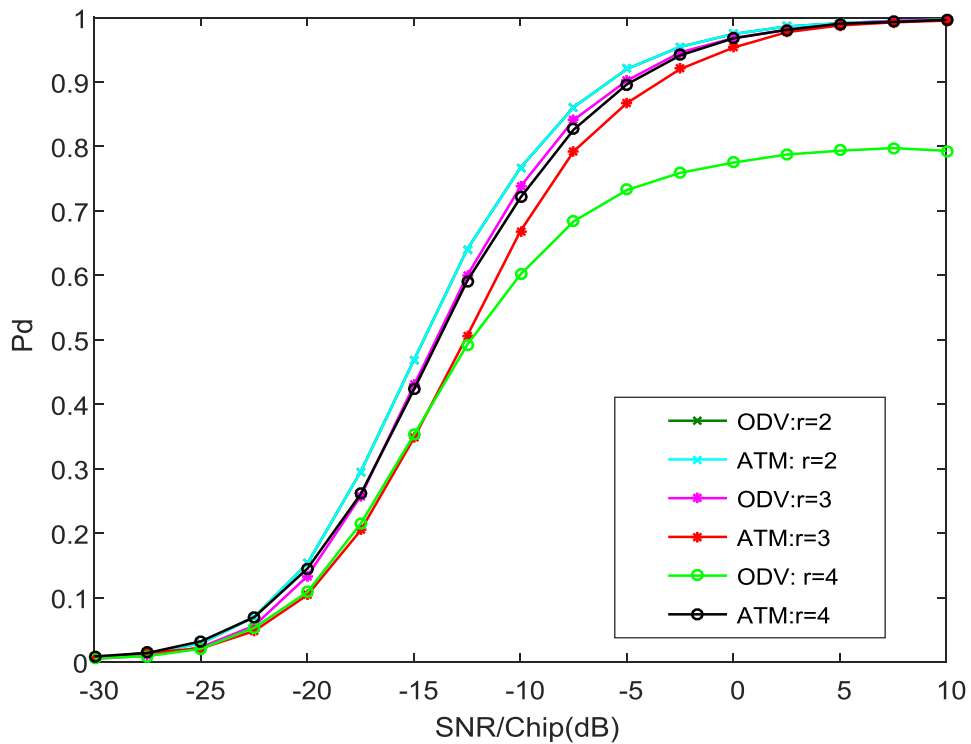


Figure III.9 : Probabilités de détection des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différents nombres de cellules interférentes.

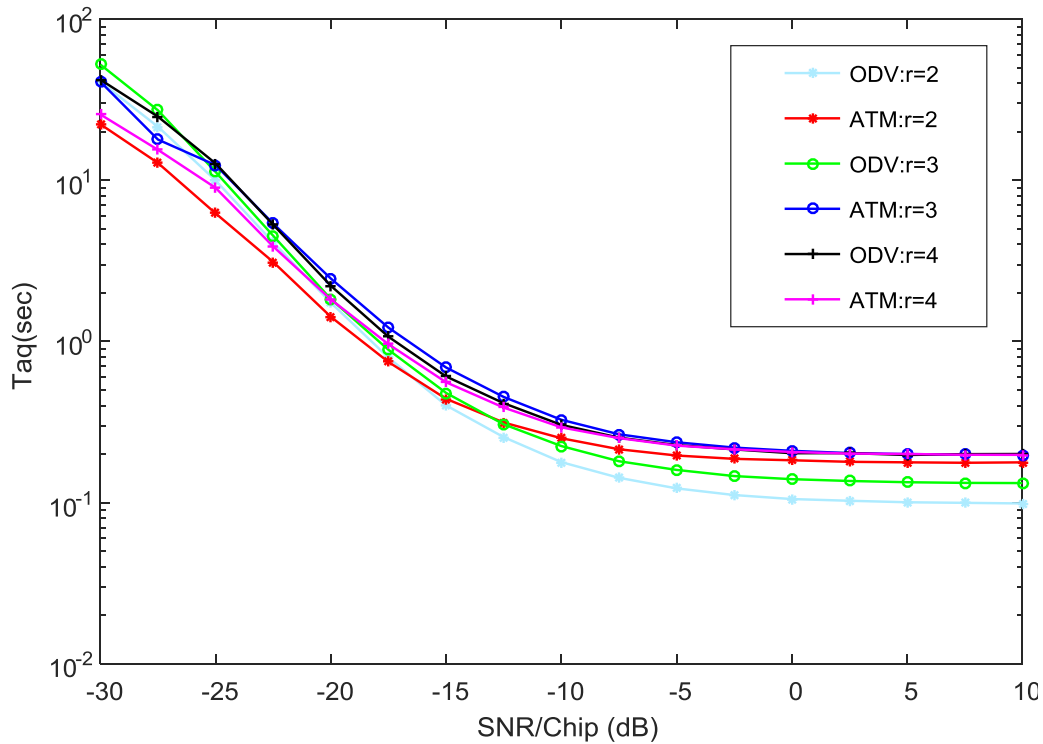


Figure III.10 : Temps d'acquisition moyen des deux détecteur ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction de SNR/Chip (dB) pour différents nombres de cellules interférentes.

Les courbes des figures III.9 et III.10, représentent la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen des détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR en fonction du SNR/chip (dB), pour différents nombres de cellules interférentes $r(2.3.4)$, où la durée de corrélation partielle $N_i=128$, le nombre de cellules de référence $N_c=16$, le nombre de les éléments de l'antenne intelligente $M=3$ et le taux fausse alarme 10^{-3} . Les résultats obtenus montrent que les deux systèmes présentent, dans la majorité des cas, les mêmes performances. Les deux détecteurs sont arrivés à diminuer l'effet des interférences partiellement.

III. 3 CONCLUSION

Afin d'étudier les performances des deux algorithmes proposé et après avoir discuté et analysé les résultats de simulation obtenus, nous comparons les deux algorithmes ODV-CFAR et ATM-CFAR, en considérant les effets de divers paramètres fonctionnels, tels que la probabilité de fausse alarme, le nombre d'interférences, le nombre de cellule de référence, le nombre d'éléments d'antennes et la longueur de corrélation partielle. En termes de la probabilité de détection et du temps moyen d'acquisition, les résultats obtenus montrent que les performances des deux algorithmes s'améliorent en augmentant le nombre de cellules de référence et le nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

Nous observons que le détecteur ODV-CFAR donne les meilleurs résultats en détection lorsque le nombre de cellules interférentes augmente. L'ODV-CFAR a montré son efficacité et de sa robustesse dans la majorité des résultats obtenus. .

Conclusion générale

CONCLUSION GÉNÉRAL

Dans ce travail, nous avons traité deux algorithmes de censure automatique, ODV-CFAR et ATM-CFAR, qui sont utilisés pour résoudre le problème de l'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS-CDMA. Les performances de ces deux algorithmes sont évaluées et comparées à travers un système d'acquisition à stratégie de recherche série, utilisant une antenne intelligente au niveau du récepteur.

Comme le niveau du signal reçu est instable et les conditions de l'environnement change brusquement dans les systèmes de communication mobile et sans-fil, il ne sera pas possible d'obtenir de bonnes performances en utilisant un seuil fixe. Pour cette raison on a introduit le seuillage adaptatif CFAR, pour détecter les signaux dans des environnements non homogènes.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons exposé les différents phénomènes affectant le signal transmis par une onde radio ; ainsi que les trois techniques d'accès utilisées dans le domaine des télécommunications, à savoir le FDMA, TDMA et CDMA. Le principe de l'étalement de spectre est aussi introduit à ce niveau. Ensuite, la synchronisation du code pseudo aléatoire PN utilisée dans les systèmes DS-CDMA est expliquée. Nous avons présenté aussi les techniques de seuillage (fixe et adaptatif). Finalement, nous avons introduit le principe et les types des détecteurs CFAR.

Dans le deuxième chapitre, nous avons donné quelques notions de base des antennes intelligentes. La description du système proposé, suivi des principes de deux algorithmes ODV-CFAR et ATM-CFAR, est aussi présentée dans ce chapitre. Ensuite, nous avons introduit les développements mathématiques pour le calcul de la probabilité de fausse alarme et temps d'acquisition moyen pour les deux détecteurs ODV-CFAR et ATM-CFAR.

Le troisième chapitre, nous fournit les résultats de simulation obtenus avec les deux systèmes obtenus. Dans ce dernier, nous avons comparé les performances des détecteurs ATM-CFAR et ODV-CFAR pour différentes valeurs de paramètres du système d'acquisition. Nous avons observé les performances les plus efficaces du détecteur ODV-CFAR, par rapport au détecteur ATM-CFAR.

Références bibliographique

-
- [1] AOUNALLAH NACEUR. « Utilisation des antennes intelligentes dans les systèmes de communications sans fil ». Thèse de Doctorat, Université DJILLI LIABES DE SIDI BEL ABBES ,2014/2015.
- [2] LATIFA HACINI. «Schémas hybrides d'acquisition adaptative de codes PN pour des communications DS-CDMA dans un canal Rayleigh ». Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2012.
- [3] KE-LIN-DU AND M-N-S-SWAMY « Wireless communication systems » CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2010.
- [4] NOUR NASSER ALHARIQI. «PN ACQUISITION USING ADAPTIVE THRESHOLDING AND SMART ANTENNA FOR DIRECT SEQUENCE CDMA MOBILE COMMUNICATION». King saud université 2013.
- [5] N.ALHARIQI, M. BARKAT and A. SOFWAN, « Serial PN acquisition using smart antenna and censored mean level CFAR adaptive thresholding for a DS-CDMA Mobile communication”. IEEE 14th International Conference on High Performance Computing and communications. HPCC, 2012.
- [6] G. L. Stüber, *Principes of Mobile communication*, Springer, 2017.
- [7] BENKRINAH SABRA. «La synchronisation CFAR dans les systèmes de communications CDMA». Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2018. [8] N. Alhariqi, M. Barkat and A. Safwan, “Serial PN acquisition using smart antenna and censored mean level CFAR adaptive thresholding for a DS/CDMA mobile communication,” IEEE 14th International Conference on High Performance Computing and Communications, HPCC, 2012.
- [9] Hendaoui Mounira, Réception dans un système d'accès multiples à répartition par code. Application aux modes FDD et TDD.de UMTS. Thèse de Doctorat, Université BISKRA,2014.
- [10] AISSARUI, Z.HAMMOUDI AND A.FARROUKI / Adaptive Pseudo-Noise Code Acquisition Scheme Using Automatic Censoring for DS/SS Communication in Frequency – Selective Rayleigh Fading Channel .MARCH 2008.
- [11] K. BERBRA, M. BARKAT and A. ANOU, PN Code Acquisition Using Smart Antenna and Adaptive Thresholding CFAR Based on Ordered Data Variability for CDMA Communications, *Progress in Electromagnetic Research B*, Vol. 57, pp. 139- 155, 2014.
- [12] A. Safwan, M. Barkat and S. A. Alqahtani, “PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding for spread spectrum communications,” *Wireless Networks*, Vol. 22, N°.1, pp.223–234, 2015.

- [13] IEEE-802.11 (P802.11a/D6.0), “LAN/MAN specific requirements – Part 2: Wireless MAC and PHY specifications– high speed physical layer in the 5 GHz band,” IEEE 802.11, May 1999.
- [14] M. E. SMITH and P. K. VARSHNEY, “Intelligent CFAR processor based on data variability,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 36, No. 3, 837-847, Jul. 2000.