

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR 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 Techniques

Filière : Télécommunications

Spécialité : Système de Télécommunications

Présenté par :

Ilyes BELBEY

Ismail CHEBOUAT

THEME

***L'algorithme ATM-CFAR pour les systèmes de
communication à spectre étendu***

Soutenu publiquement

Le :24/06/2018

Devant le jury :

| | | | |
|--|------------|------------------|--------------------|
| M^r. Moad M. Sayah | MAA | Président | UKM Ouargla |
| M^r. Chnina Hachemi | MAB | Examineur | UKM Ouargla |
| M^{me}. Benkrinah Sabra | MCB | Encadreur | UKM Ouargla |

Année Universitaire: 2017/2018

Résumé

Dans ce mémoire, nous étudions un système d'acquisition des séquences pseudo-aléatoires dans les systèmes DS-CDMA. Les chercheurs ont confirmé que l'utilisation d'un seuil fixe pour acquérir les codes pseudo-aléatoires, dans les environnements non homogènes, entraîne un taux de fausses alarmes élevé et/ou une faible probabilité de détection.

Nous avons donc travaillé sur le processeur ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean Constant false Alarm Rate) qui emploie un seuil adaptatif dans le processus d'acquisition. En plus, nous avons intégré ce processeur avec une antenne intelligente pour améliorer les performances en détection et réduire les effets des interférences d'accès multiples des autres utilisateurs et des canaux multiples.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité des systèmes utilisant les algorithmes de censure automatique dans le processus d'acquisition. Le processeur ATM-CFAR est comparé avec deux autres détecteurs adaptatifs que nous avons choisis. Il est démontré clairement que le système proposé fournit la probabilité de détection la plus efficace et minimise le temps d'acquisition moyen du système série.

Abstract

In this dissertation, we study an acquisition system of pseudo-random sequences in DS-SS-CDMA systems. Researchers have confirmed that the use of a fixed threshold to acquire the pseudo-random codes in non-homogeneous environments results in high rates of false alarms and/or low detection probabilities.

So we worked on an ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean Constant False Alarm Rate) processor that employs an adaptive threshold in the acquisition process. In addition, we integrated this processor with a smart antenna to improve detection performances and reduce the effect of multiple-access interference from other users and multiple channels.

The obtained results demonstrate the effectiveness of systems using automatic censoring algorithms in the acquisition process. The ATM-CFAR processor is compared with two other detectors that we have selected. It is demonstrated that the system proposed provides the most efficient probability of detection and minimize the mean acquisition time of the serial system.

ملخص

في هذه المذكرة، درسنا نظام اقتناء للشفرات شبه العشوائية في نظام المداخل المتعددة عن طريق تقاسم شفرة السلاسل المباشرة. أكد الباحثون أن استعمال عتبة ثابتة لاكتساب رمز الضوضاء الزائفة في الأوساط البيئية الغير متجانسة يؤدي إلى نسبة عالية من الإنذارات الخاطئة و/ أو احتمالات كشف ضعيفة.

لذلك قمنا بالعمل على معالج متوسط القلص الأوتوماتيكي الذي يعتمد على عتبة تكيفية في معالج الاقتناء. بالإضافة إلى ذلك، قمنا بدمج هذا المعالج مع هوائي ذكي لتحسين أداء الكشف وتقليل تأثير تداخلات الوصول المتعدد من المستخدمين الآخرين والمسيرات المتعددة.

النتائج المتحصل عليها أثبتت مدى فعالية الأنظمة التي تستعمل تقنيات الإزالة الأوتوماتيكية في معالج الاقتناء. المعالج متوسط القلص الأوتوماتيكي قورن مع معالجين آخرين تم اختيارهما من طرفنا. لقد تمكنا من إثبات أن النظام المقترح هو الذي يقدم أكثر فعالية في احتمال الكشف و يقلص متوسط وقت الاقتناء للنظام التسلسلي.

Remerciements

D'abord, nous remercions Dieu le tout puissant. C'est grâce à lui que nous avons eu le foie et la force pour accomplir ce travail.

Nous voudrions exprimer notre profonde gratitude et notre respect à M^{me}. BenKrinah Sabra, Pour nous aider dans ce travail et nous encourager à constamment, elle est disponible pour nous à tout moment.

Nous remercions également tous les professeurs du département de l'électronique qui ont contribué à notre développement et à l'accès à cette étape de la science, surtout le professeur Moad Sayah, Chenina elhachemi et le professeur Mkimah boualam.

Nous aimerions également remercier nos familles pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de notre parcours éducatif de notre enfance à nos jours.

Enfin, nous remercions tous nos amis que nous avons rencontrés à travers des études et au-delà qui ont contribué à notre succès et nous ont encouragés à poursuivre notre chemin et atteindre nos objectifs.

Merci à tous et à toutes.

| | |
|-----------|---|
| AMRC | Accès Multiple par Répartition de Codes |
| AMRF | Accès Multiple par Répartition de Fréquences |
| AMRT | Accès Multiple par Répartition de Temps |
| ATM-CFAR | Automatic Trimmed Mean Constant False Alarm Rate |
| CA-CFAR | Cell-Averaging Constant False Alarm Rate |
| CMDL-CFAR | Censored Mean Level Detector -CFAR |
| CUT | Cellule Under Test |
| DS-CDMA | Direct Séquence Code Division Multiple Access |
| DSSS | Direct Sequences Spread Spectrum |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access |
| FFH-CDMA | Fast Frequency Hopping -Code Division Multiple Access |
| FH-SS | Frequency-hopping spread spectrum |
| GO-CFAR | Greatest Of CFAR |
| GPS | Global Positioning System |
| GSM | Global System for Mobile Communication |
| I-Q | In phase–Quadrature phase |
| IQR | Interquartile range |
| LF | Lower Fence |
| LFSR | Linear Shift Feedback Register |
| LMS | Least Mean Squares |
| MAI | Multiple Access Interference |
| MGF | Moment Generating Functions |
| MSE | Mean Square Error |
| P_d | Probability of Detection (Probabilité de détection) |
| pdf | Probability Density Function |
| P_{fa} | Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme) |
| PLL | Phase Locked Loops |
| P_m | Probability Miss (Probabilité de non détection) |
| PN | Pseudo–Noise |
| P_{nfa} | Probability of not false alarm |
| PRBS | Pseudo Random Binary Sequence |

| | |
|----------|---|
| PRNG | Pseudo Random Number Generator |
| SFH-CDMA | Slow Frequency Hopping- Code Division Multiple Access |
| SO-CFAR | Smallest Of CFAR |
| T_c | Période chip |
| TDMA | Time Division Multiple Access |
| TH-CDMA | Time Hopping- Code Division Multiple Access |
| TS | Time Slot |
| UF | Upper Fence |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunications System |
| VSAT | Very Small Aperture Terminal |
| WIFI | Wireless Fidelity |

| Figure | Titre | Page |
|--------------------|---|-------------|
| Figure1.1 | Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA)..... | 4 |
| Figure 1.2 | Schéma d'un multiplexage fréquentiel(FDMA)..... | 5 |
| Figure1.3 | Schéma d'un multiplexage par code(CDMA)..... | 5 |
| Figure1.4 | Différentes techniques CDMA..... | 6 |
| Figure1.5 | Principe conceptuel de l'étalement de spectre | 7 |
| Figure1.6 | Schéma bloc du système de modulation à étalement de spectre par séquence directe..... | 7 |
| Figure1.7 | Schéma bloc du système de démodulation à étalement de spectre par séquence directe | 8 |
| Figure1.8 | Étalement du spectre par séquence directe DS-SS | 9 |
| Figure1.9 | Étalement de spectre par saut de fréquence..... | 10 |
| Figure1.10 | Circuit général d'acquisition | 12 |
| Figure1.11 | Principe de l'acquisition sérielle | 12 |
| Figure1.12 | Principe d'acquisition parallèle..... | 13 |
| Figure 1.13 | Principe d'acquisition hybride | 13 |
| Figure1.14 | Structure du détecteur (a) Détecteur cohérent, (b) détecteur non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée | 14 |
| Figure1.15 | Générateur de séquences à longueur maximale..... | 17 |
| Figure1.16 | Générateur de séquences de Gold..... | 18 |
| Figure2.1 | Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe..... | 19 |
| Figure 2.2 | Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif..... | 20 |
| Figure2.3 | Schéma fonctionnel du détecteur GO-CFAR..... | 22 |
| Figure2.4 | Schéma fonctionnel du détecteur SO-CFAR..... | 23 |
| Figure2.5 | Schéma fonctionnel du détecteur CLMD-CFAR..... | 24 |
| Figure2.6 | Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR..... | 25 |
| Figure2.7 | Interférence et bruit dans la cellule de référence de ATM-CFAR Processeur..... | 26 |
| Figure2.8 | Schéma bloc du système étudié..... | 29 |

| | | |
|-------------------|--|----|
| Figure3.1 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente..... | 36 |
| Figure3.2 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente..... | 36 |
| Figure3.3 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules de référence..... | 37 |
| Figure3.4 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules de référence..... | 37 |
| Figure3.5 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de taux de fausse alarme. | 38 |
| Figure3.6 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de taux de fausse alarme..... | 38 |
| Figure3.7 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de la longueur de corrélation partielle..... | 39 |
| Figure3.8 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de la longueur de corrélation partielle..... | 40 |
| Figure3.9 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules interférentes..... | 40 |
| Figure3.10 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules interférentes..... | 41 |

| | | |
|--------------------|--|----|
| Figure 3.11 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal..... | 42 |
| Figure3.12 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal..... | 42 |
| Figure 3.13 | Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du facteur de multiplication..... | 43 |
| Figure3.14 | Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du facteur de multiplication..... | 43 |
| Figure3.15 | Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour les deux détecteurs adaptatifs ATM et CMLD-CFAR..... | 44 |
| Figure3.16 | Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs adaptatif ATM et CMLD-CFAR..... | 45 |
| Figure3.17 | Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs ATM et CA-CFAR..... | 45 |
| Figure3.18 | Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs ATM et CA-CFAR..... | 46 |

| Tableau | Titre | Page |
|--------------------|---|-------------|
| Tableau 3.1 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=1$ et $N_c=16$. | 33 |
| Tableau 3.2 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=3$ et $N_c=16$. | 34 |
| Tableau 3.3 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=5$ et $N_c=16$. | 34 |
| Tableau 3.4 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-4}$, $M=5$ et $N_c=16$. | 34 |
| Tableau 3.5 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-2}$, $M=5$ et $N_c=16$. | 34 |
| Tableau 3.6 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=5$ et $N_c=32$. | 35 |
| Tableau 3.7 | Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=5$, $N_c=24$. | 35 |

Sommaire

| | |
|---|------------|
| Résumés..... | <i>i</i> |
| Remerciements | <i>iv</i> |
| Liste des abréviations..... | <i>v</i> |
| Liste des figures | <i>vii</i> |
| Liste des tableaux..... | <i>x</i> |
| Sommaire..... | <i>xi</i> |
| INTRODUCTION GENERALE | |
| 1 INTRODUCTION..... | 1 |
| 2 ORGANISATION DU MEMOIRE..... | 2 |
| CHAPITRE 1: Notion de base des communications à spectre étendu. | |
| 1.1 INTRODUCTION | 3 |
| 1.2. METHODES D'ACCES MULTIPLES..... | 3 |
| 1.2.1 Accès multiple par répartition dans le temps..... | 3 |
| 1.2.2 Accès multiple par répartition de fréquences..... | 4 |
| 1.2.3 Accès multiple par répartition de codes..... | 5 |
| 1.3 ÉTALEMENT DE SPECTRE | 6 |
| 1.3.1 Techniques d'étalement de spectre..... | 7 |
| 1.3.1.1 Étalement du spectre par séquence directe (DS-SS)..... | 7 |
| 1.3.1.2 Étalement de spectre par saut de fréquence (FH-SS)..... | 9 |
| 1.3.2 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre..... | 10 |
| 1.4. SYNCHRONISATION DES SYSTEME DS-CDMA..... | 11 |
| 1.4.1 Phase d'acquisition..... | 11 |
| 1.4.1.1 Stratégies de recherche..... | 12 |
| 1.4.1.2. Structure du détecteur..... | 13 |
| 1.4.2 Poursuite du code..... | 15 |
| 1.5 CODES D'ETALEMENT | 15 |
| 1.5.1 Séquences pseudo-aléatoires..... | 16 |
| 1.5.2 Générateur linéaire de séquences pseudo-aléatoires..... | 16 |
| 1.5.2.1 Séquences à longueur maximale..... | 16 |
| 1.5.2.2 Séquences de Gold..... | 17 |
| 1.6 CONCLUSION..... | 18 |

| | |
|---|----|
| Chapitre 2 : Algorithme ATM-CFAR | |
| 2.1 INTRODUCTION | 19 |
| 2.2 TECHNIQUES DE SEUILLAGE EN DETECTION | 19 |
| 2.2.1 Détection à seuil fixe..... | 19 |
| 2.2.2 Détection à seuil adaptatif..... | 20 |
| 2.2.2.1 Détecteur CA-CFAR..... | 21 |
| 2.2.2.2 Détecteur GO-CFAR..... | 21 |
| 2.2.2.3 Détecteur SO-CFAR..... | 22 |
| 2.2.2.4 Détecteur CMLD-CFAR..... | 23 |
| 2.2.2.5 Détecteur ATM-CFAR..... | 24 |
| 2.3 APPLICATION DE L'ATM-CFAR À L'ACQUISITION ADAPTATIVE DE SÉQUENCES PN .. | 28 |
| 2.3.1 Description du système proposé..... | 28 |
| 2.3.2. Analyse du système proposé..... | 30 |
| 2.3.2.1. Variables de décision..... | 30 |
| 2.3.2.2 Probabilités de détection et de fausse alarme..... | 30 |
| 2.3.2.3 Temps d'acquisition moyen..... | 31 |
| 2.4 CONCLUSION | 31 |
| Chapitre 3 : Résultats et discussions | |
| 3.1 INTRODUCTION | 32 |
| 3.2 Résultats et discussions..... | 33 |
| 3.2.1 Hypothèses..... | 33 |
| 3.2.2 Analyse des résultats..... | 36 |
| 3.3 CONCLUSION..... | 46 |
| <i>CONCLUSION GENERALE</i> | |
| 1 CONCLUSION..... | 48 |
| 2 PERSPECTIVES..... | 49 |
| Référence | 50 |



INTRODUCTION
GENERALE

1 INTRODUCTION

Dans la vie quotidienne, une personne a besoin de rester en contact avec d'autres personnes de l'autre côté, au travail ou dans la vie personnelle. Avec l'augmentation du nombre de personnes et de leurs besoins, il est devenu nécessaire de développer les moyens de communication selon les besoins et des exigences des utilisateurs, de sorte que les scientifiques ont insisté sur le développement des télécommunications. Ce qui signifie la possibilité de recevoir ou d'envoyer un signal ou une image ou même des vidéos et des sons ou quoi que ce soit numérique. Il peut être les envoyés soit par fil, radio, systèmes optiques ou autres systèmes électromagnétiques.

Les connexions sans fil ont été utilisées pour transmettre des données dans des endroits très éloignés et d'accès difficiles, et même dans des endroits avec un grand nombre d'utilisateurs [1], pour que ces données soient transmises par ondes radio. Malgré l'arrivée de cette étape de développement et la révolution dans le domaine des communications, il peut être encore développé avec le développement de la technologie. En conséquence, l'apparition d'une nouvelle génération de réseau cellulaire n'élimine pas nécessairement la précédente, Parce que les nouvelles technologies d'aujourd'hui ou la nouvelle génération de réseaux ne peuvent pas supporter toute cette pression énorme des exigences des utilisateurs [1], Par conséquent, toutes les techniques anciennes et nouvelles doivent être préservées tout en assurant la compatibilité entre eux.

Comme une solution à ces problèmes, Les chercheurs ont accès à plusieurs réseaux mobiles sans fil, tels que les systèmes mondiaux mobiles et d'autres réseaux qui maintiennent la compatibilité entre eux. Ces réseaux reposent sur la répartition des ressources radio entre les utilisateurs d'une manière particulière. Certains réseaux reposent sur Accès multiple par répartition dans le temps (AMRT), ou reposent sur Accès multiple par répartition dans la fréquence (AMRF), et d'autres réseaux reposent sur l'Accès multiple par répartition dans le codes (AMRC) [1-2]. Dans les systèmes de communication à accès multiple par répartition dans les codes, la présence d'interférences d'accès multiple (AMI) est un défi majeur qui affecte de manière significative les performances du système de communication [2-4], et plus précisément les systèmes DS-CDMA. Le plus gros obstacle est la synchronisation de la séquence PN locale avec le code du signal reçu [6-8]. Le processus de synchronisation se compose généralement de deux étapes principales : l'acquisition et la poursuite. L'acquisition est l'étape la plus difficile pour obtenir le spectre étalé. Il y a trois stratégies pour acquérir le code PN, la stratégie de recherche série, parallèle et hybride [8]. Afin de décider la poursuite ou la mise à jour de phase, le système utilise une valeur de seuil, si la valeur du seuil est trop

élevée, la probabilité de manque augmente. En revanche, si le seuil est trop bas, cela peut entraîner une augmentation importante de la probabilité de fausse alarme [8-9]. Donc, les techniques de seuillage adaptatif basées sur le maintien du taux de fausse alarme constant (CFAR), où la valeur du seuil est définie en fonction de l'amplitude du niveau de bruit, sont utilisées.

Les processeurs CFAR sont utilisés dans les systèmes DS-CDMA, pour résoudre les problèmes d'acquisition des séquences PN et combattre la variabilité et l'instabilité des probabilités de détection et de fausse alarme. L'objectif de cette étude est d'acquérir les séquences PN en utilisant un seuil adaptatif par l'algorithme ATM-CFAR, pour maintenir un taux de fausse alarme constant dans des environnements non homogènes. Cet algorithme assure une meilleure performance à la fois pour la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen [14].

2. ORGANISATION DU MEMOIRE

Ce mémoire est composé de trois chapitres qui sont structurés comme suit :

- *Le premier chapitre* présentera un aperçu général sur la technologie d'accès multiple avec les méthodes multiaccès les plus utilisées, nous donnerons ensuite une idée générale du concept d'étalement du spectre, avec une explication des techniques d'étalement du spectre les plus utilisées. Ensuite, nous expliquerons le principe de la synchronisation dans les systèmes DS-CDMA. En fin, nous allons donner quelques types des codes pseudo-aléatoires utilisés dans la technique d'étalement du spectre.

- *Au niveau du deuxième chapitre*, il sera expliqué le principe de fonctionnement des détecteurs CFAR, avec une explication générale de certains détecteurs utilisant un seuil adaptatif. Une explication détaillée et précise de l'algorithme proposé (ATM-CFAR) sera ensuite présentée dans notre étude. Enfin, le système proposé sera expliqué, il se compose d'une antenne intelligente exécutant l'algorithme LMS avec le détecteur ATM-CFAR pour améliorer à la fois la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen.

- *Dans le troisième chapitre* nous discuterons les résultats de simulation du système proposé, obtenus en utilisant le programme MATLAB pour évaluer sa performance en fonction de deux critères : la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen pour plusieurs paramètres du système. Puis, une comparaison des résultats obtenus avec d'autres algorithmes, tels que CMLD et CA-CFAR, sera présentée à la fin de ce chapitre.

CHAPITRE 1

Notion de base des communications à spectre étendu

1.1 INTRODUCTION

Les communications sont développées très rapidement et le nombre d'utilisateurs ne cesse d'augmenter, ce qui signifie une augmentation de la demande de transfert d'informations de diverses sortes, nous présentons dans ce chapitre les techniques d'accès multiple avec leurs types et caractéristiques. Dans ce travail, nous allons nous concentrer sur l'accès multiple par répartition de codes (CDMA).

Pour permettre à plusieurs utilisateurs d'accéder simultanément au réseau, et pour plus de confidentialité, un grand intérêt a été porté sur la technique d'accès multiple à répartition par code, qui est une méthode de transmission des données de plusieurs utilisateurs simultanément en employant le codage. Cette technique est combinée avec la modulation à séquence directe par l'étalement du spectre (DSSS) pour aboutir à l'accès multiple à répartition par code à séquence directe DS-CDMA. Cependant, cette technique est confrontée à quelques difficultés, qui consistent à synchroniser entre la séquence pseudo aléatoire PN du code local et la séquence pseudo aléatoire du signal reçu.

Dans ce chapitre, nous allons expliquer les techniques d'accès multiple, nous offrons également quelques types de séquence PN, puis nous introduisons quelques stratégies d'acquisition.

1.2. METHODES D'ACCES MULTIPLES

Le multiplexage est une technique qui consiste à faire passer plusieurs informations à travers un seul support de transmission. Elle permet de partager un même canal entre plusieurs utilisateurs [1]. Cette technique possède plusieurs types d'accès multiple, qui se différencient dans la façon dont le canal est défini. Dans l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA : Time Division Multiple Access), les canaux sont définis en fonction des intervalles de temps. En accès multiple par répartition en fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access), les canaux sont définis en fonction des bandes de fréquences, alors que les canaux en CDMA prennent toute la bande de fréquence et tout le temps mais aussi spécifient par un code pour chaque [1-2], nous allons passer brièvement en revue chacun de ces types.

1.2.1 Accès multiple par répartition dans le temps

Le TDMA est un type de multiplexage par répartition dans le temps, il permet à plusieurs utilisateurs de partager le même canal fréquentiel, en divisant le signal en différentes tranches du temps. Les utilisateurs émettent successivement l'un après l'autre, chacun utilisant son propre intervalle du temps figure (1.1), ces périodes sont appelées « time slot (TS) », pour que

L'utilisateur puisse seulement transmettre et recevoir des informations pendant cette période [1]. Le système TDMA nécessite une synchronisation très précise entre tous les utilisateurs, afin de permettre aux différentes stations d'utiliser les mêmes 'slot time' continuellement dans le temps, la première utilisation de cette technologie était dans le système global de communication mobile GSM.

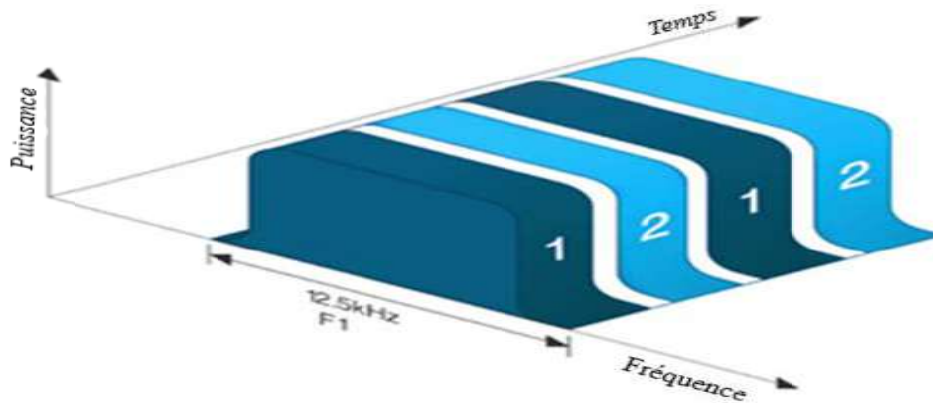


Figure1.1 : Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA) [3].

1.2.2 Accès multiple par répartition de fréquences

L'accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF) est utilisé dans les systèmes de télécommunication au moyen de radiofréquences, qui divisent la totalité de la bande de fréquence aux petites bandes de fréquence. Chaque sous-bande de fréquence (appelé canal) est utilisé par un abonné et entre ces fréquences il y a un paquet de sécurité (intervalle de garde) pour éliminer les interférences entre utilisateur figure (1.2), ce qui nécessite la présence des filtres de haute résolution au niveau du récepteur. Cette technologie est principalement utilisée dans les systèmes analogiques et est la technologie la plus ancienne parmi toutes les techniques d'accès multiple [2].

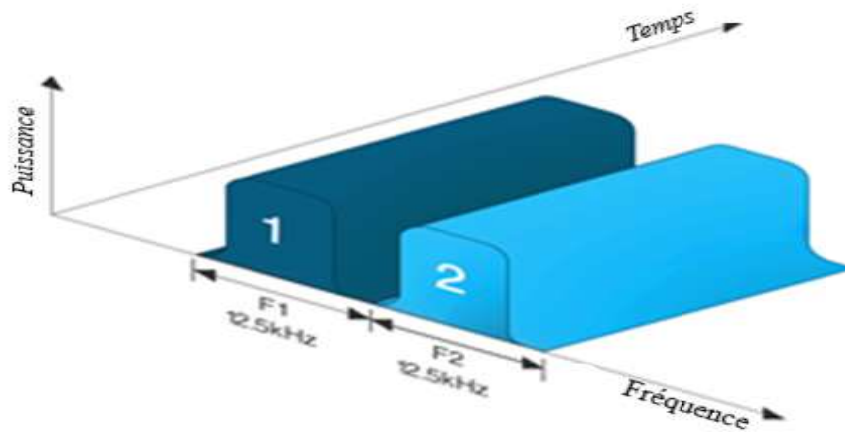


Figure1.2:Schéma d'un multiplexage fréquentiel FDMA [3].

1.2.3 Accès multiple par répartition de codes

L'Accès Multiple par Répartition de Codes (MARC), en anglais Code Division Multiple Access (CDMA), est basée sur la transmission de données des utilisateurs sur la même fréquence et en même temps [1], en utilisant un code spécifique pour chaque émetteur. Cela, pour qu'il puisse envoyer des informations tout en évitant le chevauchement entre les utilisateurs, figure (1.3). Pour éviter le chevauchement, la séquence du code doit être utilisée avec une grande précision [2].

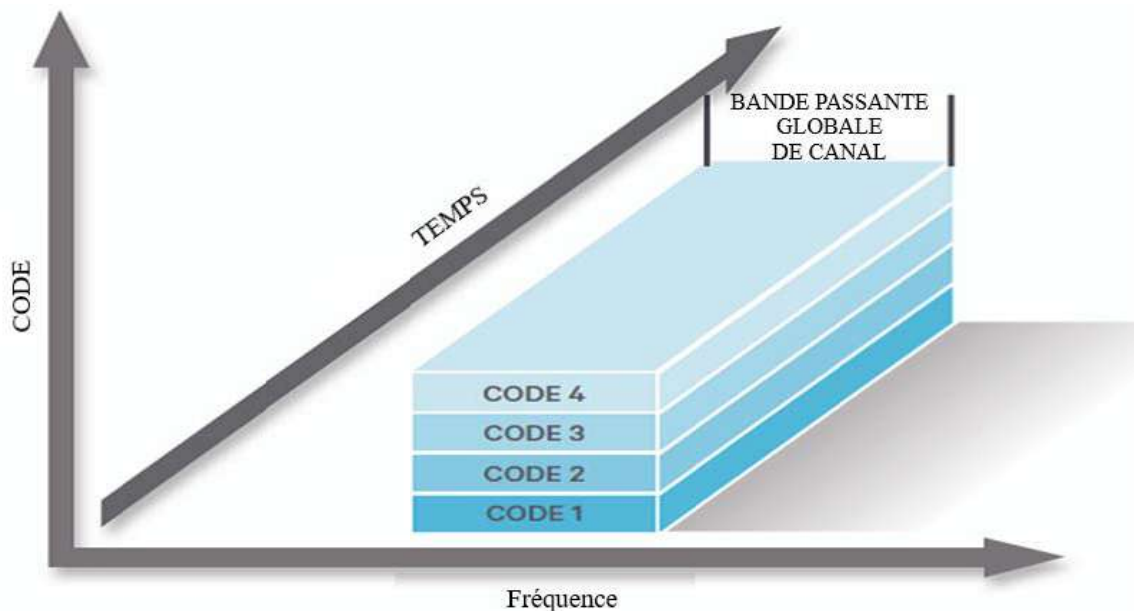


Figure1.3 : Schéma d'un multiplexage par code (CDMA) [3].

La capacité de multiplexage du CDMA est liée à la possibilité de générer autant de séquences de chiffrement que possible [2]. Après avoir crypté le signal, il devient très difficile de pénétrer ou d'obtenir des informations d'utilisateurs désirés et le signal devient plus

résistant aux interférences. La technologie CDMA est divisée en deux catégories principales, CDMA pure et CDMA hybride, comme le montre Figure (1.4).

La technologie CDMA pure apparaît dans trois types : séquences directes CDMA, la CDMA à saut de fréquence lent ou rapide (SFH-CDMA (Slow Frequency Hopping CDMA), FFH-CDMA (Fast Frequency Hopping CDMA)) et la CDMA à saut de temps (TH-CDMA : Time Hopping CDMA). La technologie CDMA hybride associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage mentionnées dans le précédent.

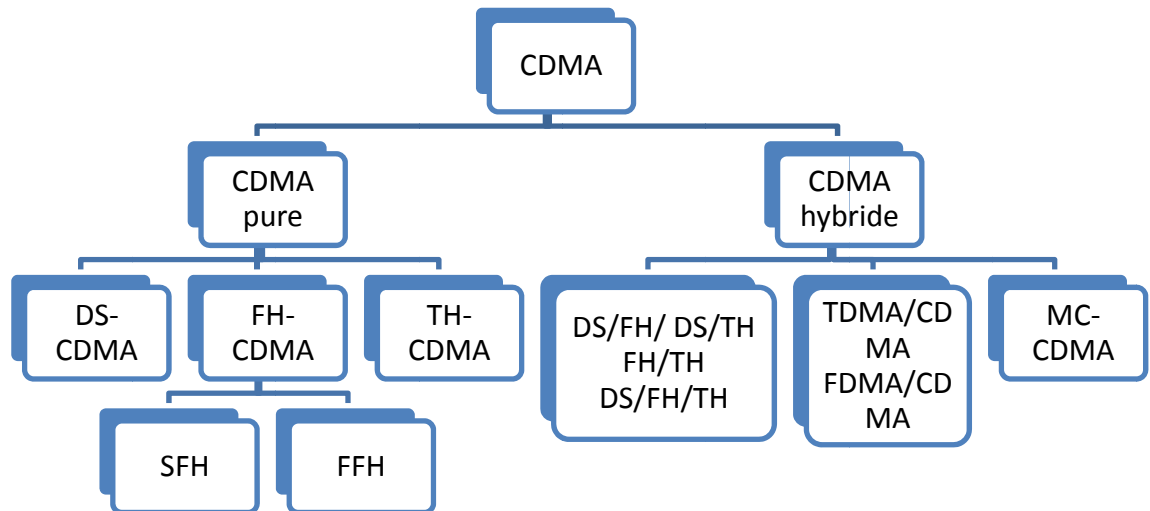


Figure1.4 : Différentes techniques CDMA [2].

Dans cette étude, nous allons détailler la technique (DS-CDMA), puisqu'elle est la base de notre travail.

1.3ÉTALEMENT DE SPECTRE

La transmission numérique offre une efficacité limitée de la bande passante disponible pour la transmission et des performances globalement satisfaisantes. Cependant, il est souvent vulnérable au brouillage. Par conséquent, la technologie d'étalement du spectre est utilisée pour fournir une protection contre les interférences [4].

L'objectif de l'utilisation de cette technique est la possibilité d'étendre la bande passante en codant ou modulant le message de l'utilisateur. Pour le succès de ce processus, on utilise des séquences pseudo-aléatoires. Cette technique a réapparue dans les années 1960[5]. Elle est utilisée dans les systèmes de positionnement par satellite (GPS), les communications par satellite (VSAT), le système UMTS et le WIFI.

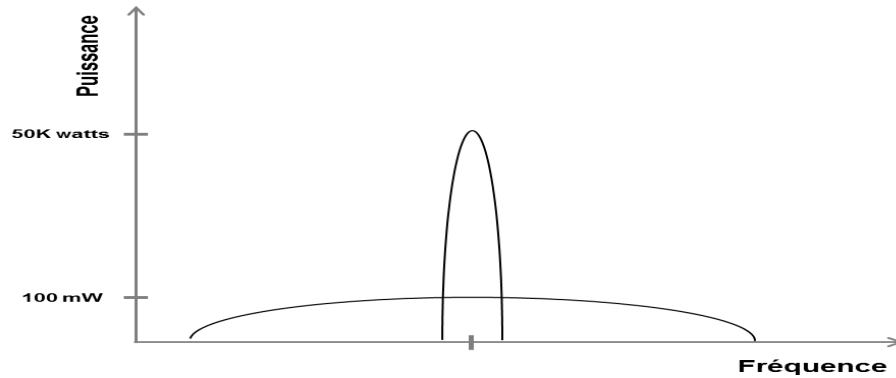


Figure1.5 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre [3].

1.3.1 Techniques d'étalement de spectre

Deux techniques d'étalement de spectre sont largement utilisées pour fournir des communications fiables, l'étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) c'est une technique dans laquelle un signal de télécommunication est transmis sur une bande passante considérablement plus grande que le contenu fréquentiel de l'information originale. En structurant le signal en utilisant une séquence directe, et étalement de spectre à Saut de Fréquence (FH-SS) réalise l'étalement de l'énergie dans le domaine fréquentiel [4-6].

1.3.1.1 Étalement du spectre par séquence directe (DS-SS)

Aujourd'hui, la technique DS-SS est considérée comme l'une des formes de l'étalement de spectre les plus largement utilisées. Elle réalise l'étalement de la bande passante en multipliant l'information avec la séquence des codes à haut débit de manière directe [4]. Cette séquence pseudo aléatoire contient les éléments ou chips qui ont une période T_c (période chip) beaucoup plus faible que T_s , ce qui provoque une augmentation de la bande passante. Dans la figure (1.6), nous allons expliquer comment générer un signal DS/SS [4-6].

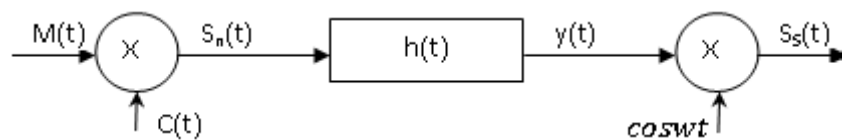


Figure1.6. Schéma bloc du système de modulation à étalement de spectre par séquence directe [4].

➤ Dans la première étape (émission) : l'information binaire est multipliée par la séquence du code à haut débit pour obtenir la puissance d'étalement [4] :

$$S_n(t) = m(t) \cdot C(t) \tag{1.1}$$

Le signal $S_n(t)$ est ensuite transmis au filtre pour limiter l'énergie dans la bande passante :

$$y(t) = S_n(t) * h(t) \tag{1.2}$$

Dans ce dernier, le signal résultant du filtre est multiplié par le transducteur du signal $\cos(\omega t)$ pour obtenir signal passe-bande :

$$S_s(t) = [S_n(t) * h(t)] \cos \omega t \tag{1.3}$$

➤ Dans la deuxième étape (réception) : Le signal passe-bande $S_s(t)$ est converti en un signal passe-bas complexe $A(t)$, en le mélangeant avec une porteuse cohérente générée localement, figure (1.7) [4] :

$$A(t) = S_s(t) \cdot \cos(\omega t) \tag{1.4}$$

Le spectre d'étalement passe-bas est amené à s'effondrer en multipliant par une copie en phase produite localement de la séquence du code transmise

$$B(t) = A(t) (C(t) * h(t)) \tag{1.5}$$

Le signal d'étalement $B(t)$ est apparié, filtré et échantillonné :

$$D(t) = \int_{(k-1)T}^{kT} B(t) \cdot dt \tag{1.6}$$

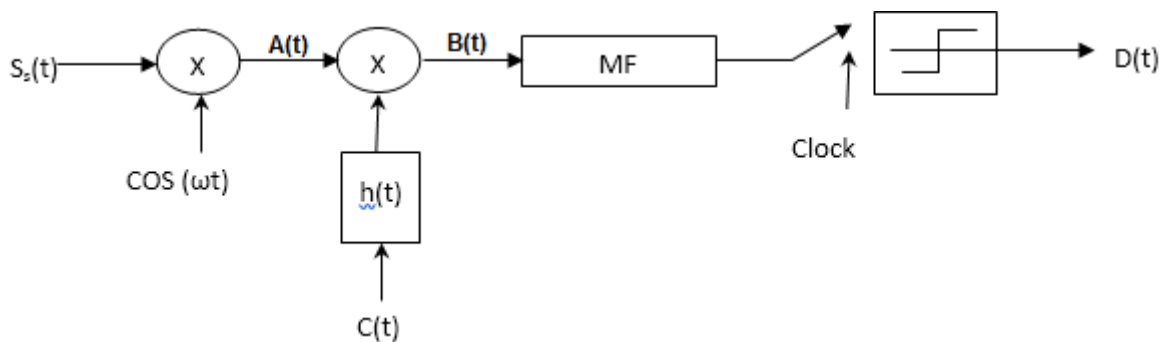


Figure1.7. Schéma bloc du système de démodulation à étalement de spectre par séquence directe [4].

La figure (1.8) montre la forme du signal avant et après l'étalement du spectre en le multipliant par un code de pseudo aléatoire PN.

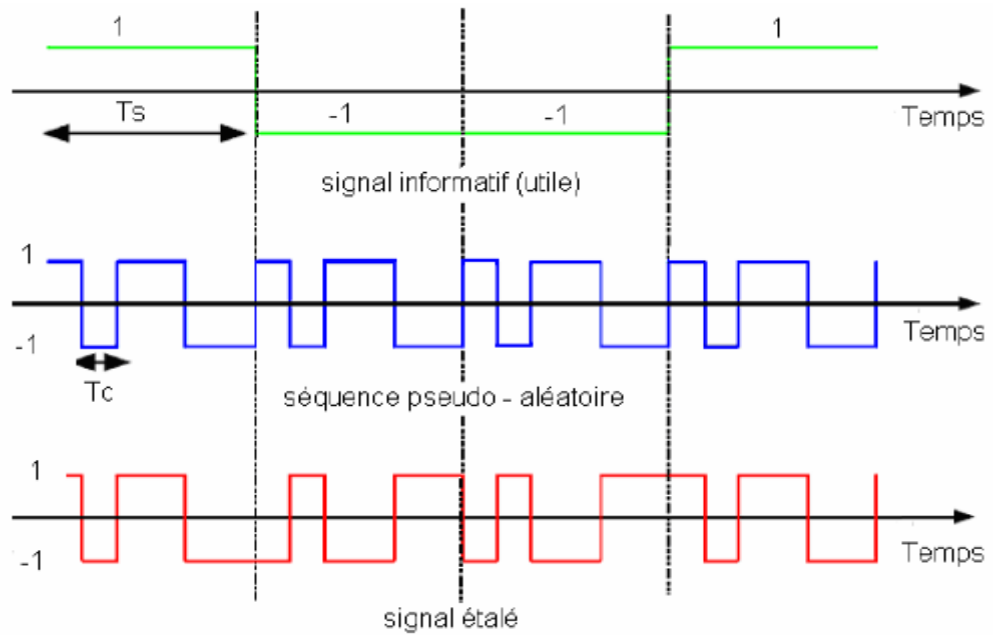


Figure1.8 : Étatement du spectre par séquence directe DS-SS [12].

1.3.1.2 Étatement de spectre par saut de fréquence (FH-SS)

L'étalement de spectre par saut de fréquence (FHSS) est un procédé de transmission des signaux radios en commutant rapidement à une porteuse parmi de nombreux canaux de fréquence, en utilisant une séquence pseudo-aléatoire connue à la fois de l'émetteur et du récepteur. Il est utilisé comme une méthode d'accès multiple dans le schéma d'accès multiple par répartition en code (AMRC), utilisé intensivement dans les applications militaires, rendant le piratage et le chevauchement plus difficile ou presque impossible [6].

Il existe deux schémas FH largement utilisés : le saut de fréquence rapide où une partie complète, ou une fraction du symbole de données, est transmise pendant la durée entre saut de transporteur. Par conséquent, pour un système binaire, le taux de saut de fréquence peut dépasser le débit binaire de données. D'autre part, dans un système de saut de fréquence lent, plus d'un symbole est transmis dans l'intervalle entre les sauts de fréquence [6].

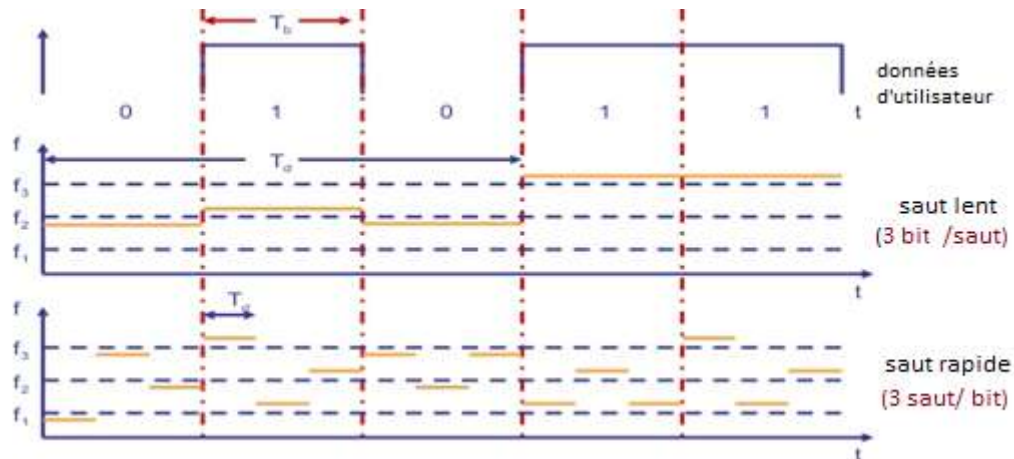


Figure1.9. Étalement de spectre par saut de fréquence [3].

1.3.2 Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre

Le système à spectre étendu présente de multiples avantages [5] :

- ✓ *Un gain de traitement plus élevé* : rendre le signal moins sensible aux interférences et au bruit, en raison de l'élargissement de la bande occupée par le signal. Il peut également augmenter le nombre d'utilisateurs dans une seule cellule.
- ✓ *Une possibilité de transmettre des services à haut débit* : il fournit des services multimédias, tels que la vidéo et les données en temps réel à l'utilisateur ; et fournit
- ✓ également des services qui nécessitent des débits de données plus élevés, et par conséquent nécessite la bande passante.
- ✓ *Confidentialité (faible probabilité d'interception)* : il est utilisé dans des applications militaires pour la difficulté d'intercepter son signal et sa pénétration, et cela est dû à l'utilisation de codes pseudo-aléatoire, de sorte que le signal transmis est semblable à un bruit.

Malgré la circulation de cette technologie et son succès et avec tous ses avantages, mais elle a aussi quelques inconvénients, qui sont les suivants [5] :

- ✓ *Une interférence mutuelle entre les utilisateurs de la cellule* : en absence de trajets multiples, dans la voie montante, il y a chevauchement entre les utilisateurs parce que les utilisateurs se déplacent de manière asynchrone, de sorte que ces interventions sont appelées d'interférences d'accès multiple (Multiple Accès Interférence, MAI), alors que les deux systèmes TDMA et FDMA sont considérés comme plus efficaces à cet égard.
- ✓ *Une synchronisation temporelle précise* : la synchronisation nécessite de nombreux dispositifs et systèmes pour fournir une précision et un bon travail, et tout défaut ou retard pouvant provoquer un bruit d'interférence.

✓ *Un contrôle de puissance rapide* : Il y a des erreurs dans l'estimation de l'énergie et l'estimation du signal de commande, ce qui peut provoquer un chevauchement entre les utilisateurs. Cela est dû à plus l'utilisateur se rapproche de la station de base, plus la puissance reçue par la station de base est grande, ce qui signifie que certains utilisateurs peuvent ne pas être détectés en raison de chevauchement. Pour éviter cela, le contrôle doit être très rapide, ou les codes correcteurs d'erreurs peuvent être appliqués comme une solution aux problèmes de l'étalement du spectre.

1.4. SYNCHRONISATION DES SYSTEME DS-CDMA

La synchronisation est une tâche très importante dans les systèmes à séquence directe. Elle s'effectue en deux étapes : l'acquisition qui est une synchronisation initiale et le poursuite, qui est une synchronisation précise. L'acquisition est la tâche la plus importante et la plus difficile. Elle synchronise le code reçu et le code généré localement avec une certaine précision. Par rapport à l'acquisition, la poursuite du code est une tâche relativement simple à accomplir : elle peut être effectuée par une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loops)[7-8].

1.4.1 Phase d'acquisition

Le but de l'acquisition est la synchronisation du code généré localement avec le récepteur et le code reçu. Dans cette section, on va introduire les diverses techniques utilisées pour effectuer cet alignement. Elles sont toutes basées sur le principe décrit par la figure(1.10)

Le récepteur admet une phase proposée par hypothèse pour la séquence d'étalement et essaye de dés-étaler le signal reçu par cette même phase. Si la phase proposée est assortie avec la séquence du signal reçu, le signal à bande large sera dés-étalés correctement, et va donner l'information à bande étroite originale. On emploie alors un filtre passe-bande d'une largeur de bande similaire à celle du signal à bande étroite pour récupérer l'énergie du signal utilisé pour le dés-étalement. Puisque la phase proposée est égale à celle du signal reçu, le filtre passe-bande va regrouper toute l'énergie. Dans ce cas, le récepteur décide qu'une synchronisation grossière est achevée ; et va activer la boucle de poursuite pour effectuer une synchronisation fine. Dans le cas contraire, c.-à-d., si la phase proposée est différente de celle du signal reçu, le filtre passe-bande récupérera seulement une petite portion de l'énergie. Le récepteur décide alors que la phase proposée est incorrecte, et refait l'essai avec d'autres phases [7-9].

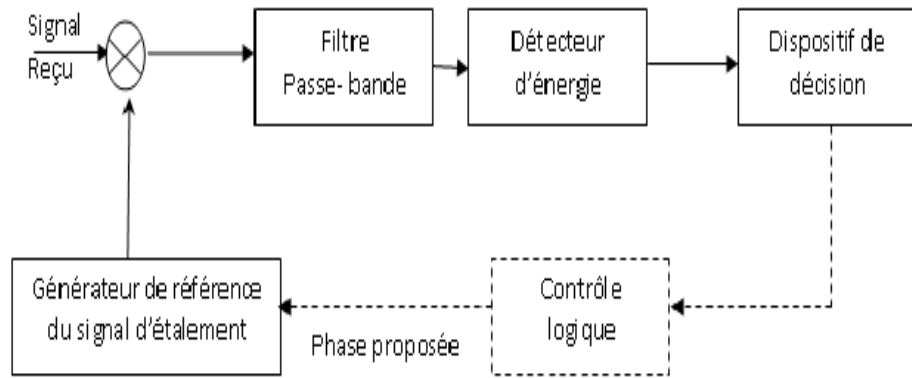


Figure1.10 : Circuit général d'acquisition [7].

1.4.1.1 Stratégies de recherche

Les méthodes d'acquisition peuvent être classées selon la stratégie de recherche approuvée en trois systèmes : Système d'acquisition série, parallèle et hybride [8]

✓ *Recherche série* : Dans cette méthode, le circuit d'acquisition fait un cycle pour tester toutes les phases possibles, une après l'autre (en série), comme indiqué sur la figure (1.11). Ce type de circuits n'est pas trop complexe. Tandis que, la pénalité du temps associée à un coup manqué est grande. En plus, on doit choisir un temps d'intégration plus long, pour réduire la probabilité du manque [8]. Ceci résulte en un temps d'acquisition relativement long.

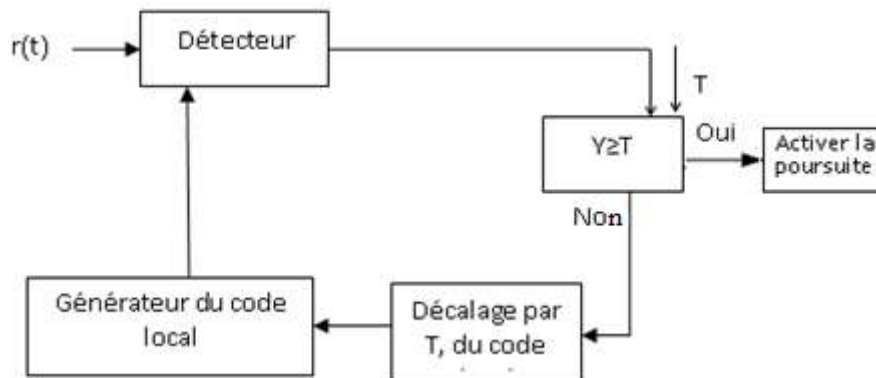


Figure1.11 : Principe de l'acquisition sérielle [8].

✓ *Recherche parallèle* : Dans un système d'acquisition totalement parallèle, le temps d'acquisition du code peut être considérablement réduit par rapport à la première technique, de sorte que toutes les phases du test de code sont simultanément testées, comme indiqué sur la figure (1.12). Malgré cela plus compliqué que la première stratégie. Cependant, dans cette technique il est possible d'obtenir un très long code PN, par ce que le nombre de détecteur placés en même temps nous fournit le plus grand nombre possible des codes PN [8].

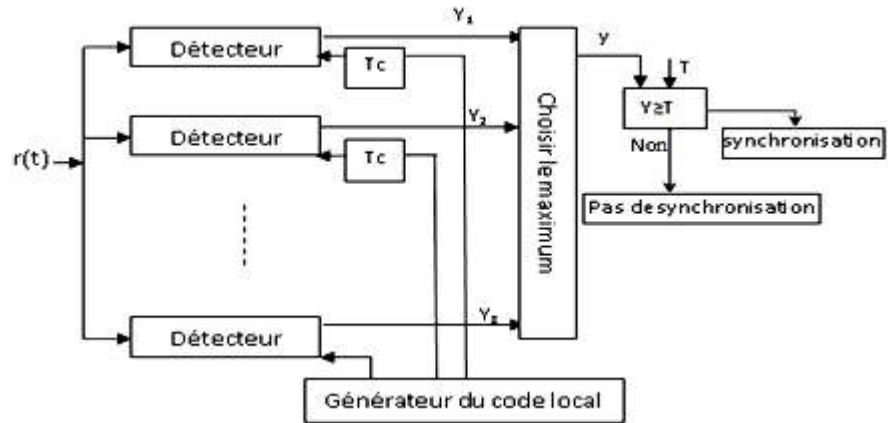


Figure 1.12 : Principe d'acquisition parallèle [8].

✓ *Recherche hybride* : Après le retard du temps d'acquisition dans la première technologie et la complexité des dispositifs dans la deuxième technologie, cette technique a été donnée comme une solution à ces problèmes. Le nombre total est divisé en N phases, alors que L représente un bloc de détection en même temps, où L est l'étape du nombre total N , on teste donc L phase simultanément, en cas d'absence de synchronisation, est sélectionné le bloc L suivant jusqu'à obtenir la synchronisation [8], comme la montre la figure (1.13). Ce type de recherche présente un compromis entre la vitesse d'acquisition et la complexité du système.

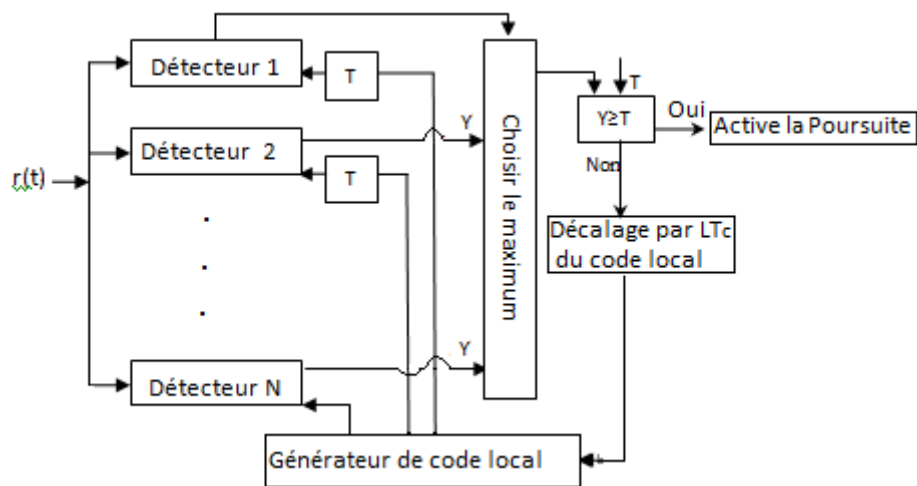


Figure 1.13 : Principe d'acquisition hybride [8].

1.4.1.2. Structure du détecteur

Dans la phase d'acquisition, le détecteur est un élément très important où il fonctionne sur la détection avec deux possibilités H_1 (synchronisation) ou H_0 (non-synchronisation). Le temps d'intégration est la période du temps choisie pour calculer la corrélation entre le code reçu et le code généré localement. Elle est calculée de la manière suivante [8-9] :

$$\int_0^{\tau_d} r(t) c(t - \tau) dt \tag{1.7}$$

Il y a trois façons de détecter, cohérente, non-cohérente et loi carrée, comme le montre la figure (1.14).

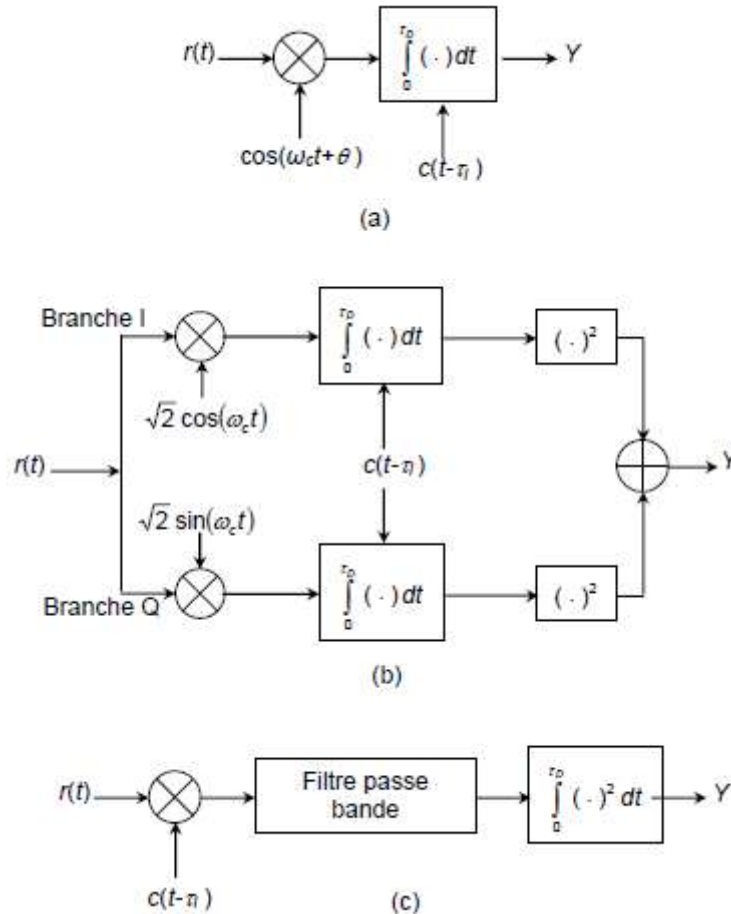


Figure 1.14 : Structure du détecteur (a) Détecteur cohérent, (b) détecteur non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée [9].

Dans les dispositifs de détection, la variable de décision Y est comparée à la valeur de seuil T . Si la variable de décision dépasse la valeur du seuil, alors le détecteur annoncera une hypothèse H_1 , avec une probabilité de détection P_d [8] :

$$P_d = \text{prob} \{Y \geq T \mid H_1\} \tag{1.8}$$

Cependant, si Y ne dépasse pas la valeur de T , la probabilité sera la suivante :

$$P_m = \text{prob} \{Y < T \mid H_1\} \tag{1.9}$$

Une synchronisation incorrecte en raison des canaux multi-trajets peut provoquer une probabilité de fausse alarme P_{fa} :

$$P_{fa} = \text{prob} \{Y \geq T \mid H_0\} \quad (1.10)$$

Dans le cas d'une décision correcte de non synchronisation on a la probabilité notée P_{nfa} est donnée par :

$$P_{nfa} = \text{prob} \{Y < T \mid H_0\} \quad (1.11)$$

Après avoir exécuté le processus de poursuite du code, le système découvrira que l'acquisition est fausse, après cela la recherche recommencera ensuite après une période de temps appelée temps de pénalité [8-9].

1.4.2 Poursuite du code

La boucle de poursuite aligne le code local et le code reçu avec une résolution élevée, puis garde la synchronisation pendant toute la communication. Après avoir obtenu une bonne acquisition, la PLL (Phase Locked Loops) est utilisé pour réduire la différence de phase entre le code reçu et le code local, mais la synchronisation peut être perdue si un changement rapide se produit, vous devez donc revenir à l'étape de l'acquisition encore une fois [8].

1.5 CODES D'ETALEMENT

Le choix des codes d'étalement joue un rôle important dans le système DS- CDMA. Les principaux critères de sélection d'un ensemble particulier de séquences de signature d'utilisateur dans les applications CDMA sont que le nombre de séquences différentes possibles dans l'ensemble pour toute longueur de séquence doit être élevé, afin de pouvoir accueillir un grand nombre d'utilisateurs dans une cellule. Les séquences d'étalement doivent présenter également de faibles corrélations croisées pour réduire les interférences multiutilisateurs. Une corrélation de pointe élevée est également nécessaire, afin de minimiser la probabilité de fausses alarmes, pendant l'acquisition du code. Cela réduit également l'interférence entre les chemins de la diversité [10].

1.5.1 Séquences pseudo-aléatoires

Dans la technologie de séquence directe, A l'extrémité d'émission, une séquence de bruit pseudo-aléatoire (PN) est mélangée avec des données numériques et la propagation du spectre qui en résulte est directement proportionnelle au nombre de bits utilisés.

Pour améliorer la synchronisation des séquences en réception, on utilise généralement des générateurs linéaires qui produisent des séquences de longueurs périodiques déterminées par les paramètres des générateurs [8].

La fonction d'auto-corrélation R_c est donnée par :

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t)C(t-\tau)dt = 0 \quad ; \text{ pour } \tau \neq 0 \quad (1.12)$$

Pour avoir une séquence synchrone, il faut que l'auto-corrélation soit la plus étroite possible :

$$R_c(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t) C(t)dt = 1 \quad (1.13)$$

1.5.2 Générateur linéaire de séquences pseudo-aléatoires

Un générateur de nombres pseudo-aléatoires (PRNG) est un algorithme permettant de générer une suite de nombres dont les propriétés s'approchent des propriétés des suites de nombres aléatoires. La séquence générée par PRNG n'est pas vraiment aléatoire, car elle est complètement déterminée par une valeur initiale. Bien que les séquences qui sont plus proches d'être aléatoires puissent être générées en utilisant des générateurs de nombres aléatoires matériels, les générateurs de nombres pseudo-aléatoires sont importants en pratique pour leur vitesse dans la génération de nombres et leur reproductibilité [7-10].

1.5.2.1 Séquences à longueur maximale

Les séquences PN à longueur maximale sont des générateurs de séquences binaires capables de sortir toutes les combinaisons possibles de séquences binaires en décalage cycliques 2^m-1 , où m est la taille de registre LFSR (Linear feedback Shift Registres) utilisés pour générer de telles séquences. Des termes tels que des séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS) ou des séquences pseudo-bruit sont également utilisés pour désigner des m-séquences [7-10]. Pour générer une m-séquence, la connexion de retour des LFSR est connectée en fonction d'un polynôme primitif (polynôme générateur) [7].

L'auto-corrélation discrète d'une m-séquence est calculée par :

$$C_{aa}(l) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k a_{k-1} \quad (1.14)$$

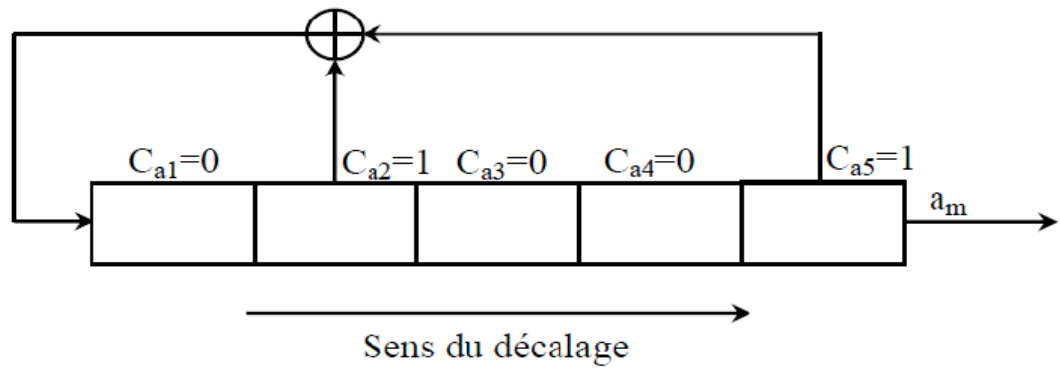


Figure1.15 : Générateur de séquences à longueur maximale [8].

La m-séquence a plusieurs caractéristiques, les plus importantes sont [7-10] :

- Indépendance : aucune valeur dans la séquence ne peut être déduite des autres.
- Propriété de corrélation : la fonction d'auto-corrélation est similaire à $\delta(n)$ et la corrélation croisée entre deux séquences PN est nulle.
- Un cycle est défini comme un ensemble de symboles identiques dans la séquence m. La longueur de la séquence est égale au nombre de ces symboles dans la séquence.
- La propriété (Shift-and-add) des séquences m suggère que la somme modulo-2 d'une séquence m et d'une version déphasée de lui-même est une autre phase de la même m-séquence.

1.5.2.2 Séquences de Gold

Des séquences de Gold ont été proposées en 1967 et 1968. Elles sont construites par XOR de deux m-séquence de la même longueur entre elles, comme le montre la figure (1.16).Ainsi, pour une séquence Gold de longueur $N = 2^n - 1$, on utilise deux LFSR, chacun de longueur $N = 2^n - 1$ si les LSFR sont choisis de manière appropriée, les séquences de Gold ont les meilleures propriétés de corrélation croisée que les séquences LSFR de longueur maximale [7]. La séquence de Gold est considérée comme l'une des meilleures séquences proposées, de sorte que la corrélation croisée ne prend que trois valeurs possibles, à savoir -1, -t ou t-2. Ces séquences sont avantageuses dans le cas où le degré n des séquences désirées est impair [7-10].

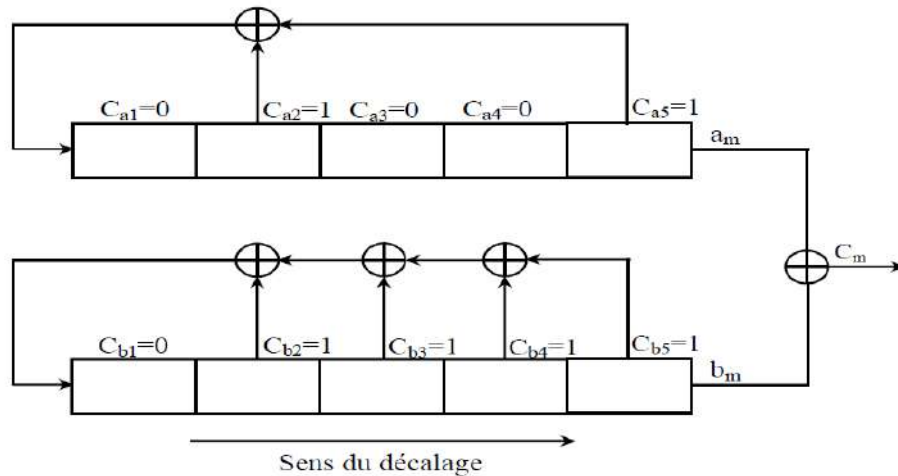


Figure1.16 : Générateur de séquences de Gold [8].

1.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques d'accès multiple avec ces types (TDMA, FDMA, CDMA), puis nous avons expliqué le concept de spectre étalé avec la présentation des méthodes les plus utilisées dans ce système, avec mention avantages et inconvénients. Nous avons également vu que pour à récupérer le signal transmis, il devrait y avoir une synchronisation entre le code PN généré localement et la séquence PN du signal reçu. Donc la synchronisation est fournie avec deux étapes : l'acquisition et la poursuite du code. Nous avons également vu un ensemble de techniques de base utilisées pour obtenir des codes pseudo-aléatoires utilisés dans l'étalement du spectre. La discussion de ces sujets dans ce chapitre nous aidera à comprendre comment les algorithmes de détection dont nous parlerons dans le chapitre suivant fonctionneront.

CHAPITRE 2

Algorithme ATM-CFAR

2.1 INTRODUCTION

Les problèmes de détection du signal apparaissent dans le cas de la présence des trajets multiples, qui se produisent en raison des réflexions sur les bâtiments, les arbres et plusieurs autres choses. Dans ce cas, nous ne pouvons pas compter sur un seuil fixe car cela produira beaucoup de fausses alarmes.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, un détecteur dépend du seuil pour déterminer s'il y a un signal ou non. Dans ce chapitre nous allons expliquer le concept d'un seuil fixe et d'un seuil adaptatif, ainsi que leur effet sur le détecteur. Nous allons également mentionner quelques types de détecteurs basés sur le seuillage adaptatif, tels que les détecteurs CA-CFAR (Cell-Averaging-Constant False Alarm Rate), SO-CFAR (Small of-Constant False Alarm Rate), GO-CFAR (greatest off-Constant False Alarm Rate), CMLD-CFAR (Censored Mean Level Detecteur-Constant False Alarm Rate) et ATM-CFAR (Automatic Trimmed-Mean-Constant False Alarm Rate), en concentrant sur le détecteur ATM-CFAR qui est la base de ce travail.

2.2 TECHNIQUES DE SEUILLAGE EN DETECTION

Le système de détection décide s'il y a une cellule synchrone (H_1) ou non-synchrone (H_0), en comparant la sortie du détecteur avec un seuil fixe ou adaptatif.

2.2.1 Détection à seuil fixe

Dans la plupart des systèmes de détection, le processus décisionnel est effectué en utilisant un seuil fixe, à condition que le canal soit stationnaire, lorsque la performance est relativement efficace. Le seuil est déterminé à partir de la valeur des fausses alarmes désirées afin d'améliorer la probabilité de détection. La figure 2.1, représente un système d'acquisition à recherche série utilisant un seuil de détection fixe [8].

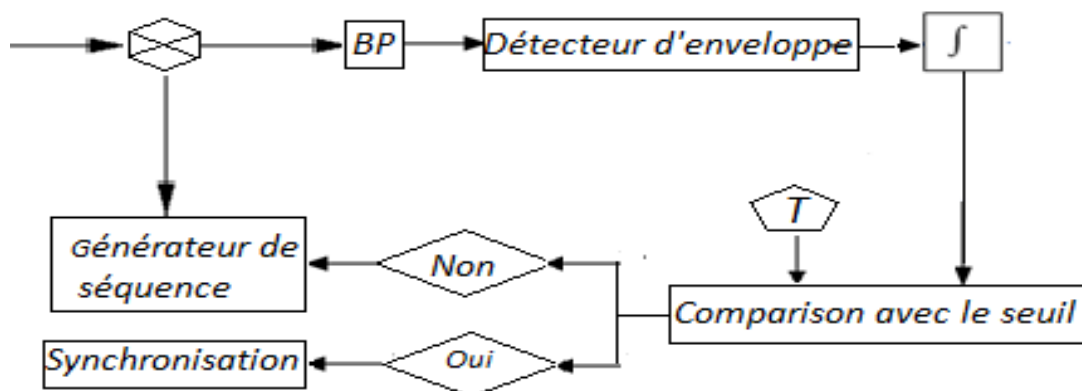


Figure 2.1: Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe [8].

À partir de la fonction densité de probabilité (pdf) de l'enveloppe du signal (plus le bruit), La probabilité de fausse alarme(P_{fa}) et la probabilité de détection(P_d) peuvent être déterminées, elles sont définies comme suit :

$$P_d = \int_T^\infty P(\text{signal} + \text{bruit})dz \tag{2.1}$$

et

$$P_{fa} = \int_T^\infty P(\text{bruit})dz \tag{2.2}$$

2.2.2 Détection à seuil adaptatif

Dans l'environnement où le bruit est statistiquement non-stationnaire, la détection classique avec un seuil fixe ne peut être utilisée, car elle ne donne pas des performances satisfaisantes et/ou provoque une augmentation de la probabilité de fausse alarme [8]. Ce qui conduit à une diminution de la probabilité de détection. Pour cela, l'acquisition des séquences-pseudo aléatoires PN utilise une technique d'acquisition à seuil adaptatif, comme le montre à la figure2.2.

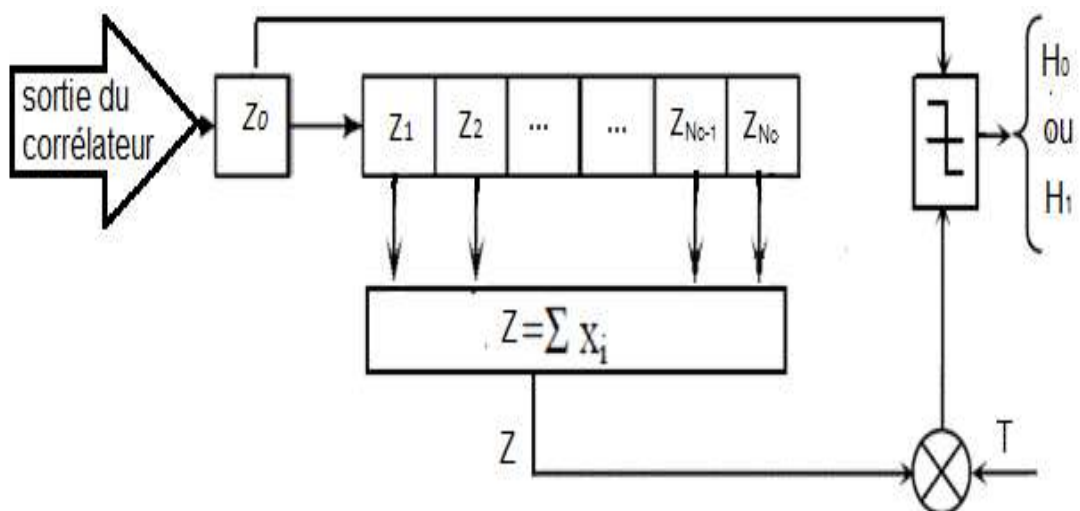


Figure 2.2 : Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif [8].

Le système d'acquisition à seuil adaptatif fonctionne selon ces étapes [8] :

- *Étape 1*: Les échantillons x_i à la sortie de détecteur qui représentent le résultat de corrélation, sont émis en série à un registre à décalage de taille $m+1$.
- *Étape 2*: L'estimation de la puissance moyenne du signal afin d'obtenir le test statistique Z .

- *Étape 3*: La valeur fournie par le test statistique est multipliée par le facteur de seuil T . Si le signal contenu dans la cellule à tester dépasse le seuil résultant TZ , le système décide qu'il y a une détection.

Où, T représente un facteur constant utilisé pour la détermination de la probabilité de fausse alarme désirée pour une fenêtre composée de N_c cellules de référence.

Le premier aspect réel de la technique de détection adaptative était dans les systèmes radar, il est appelé « taux de fausses alarmes constant (ou Constant False Alarm Rate, en anglais) ». Le seuillage adaptatif est basé sur de nombreux algorithmes, qui fonctionnent tous selon le même principe, mais ils varient dans la façon dont ils estiment la puissance du bruit dans différents environnements. Dans ce qui suit, nous allons mentionner ces types avec une brève explication pour chacun d'eux.

2.2.2.1 Détecteur CA-CFAR

Le CA-CFAR (Cell-Averaging Constant False Alarm Rate), ce détecteur est basé sur l'effet de la somme arithmétique des cellules de référence Z_1, Z_2, \dots, Z_{N_c} , pour obtenir la valeur du niveau de bruit [11].

Un des inconvénients de ce détecteur est qu'il n'obtient de bons résultats que dans les milieux homogènes, c'est-à-dire, lorsque les cellules de référence contiennent du bruit non homogène, le taux de fausse alarme peut être fortement affecté [11]. En raison de ces effets, le seuil peut être élevé, et par conséquent, certains signaux de base peuvent ne pas être détectés, ce qui réduit la détection et réduit les fausses alarmes. D'autres types de détecteurs ont été suggérés comme solution à ces problèmes. Dans ce qui suit, nous mentionnerons les plus importants avec une brève explication de chaque détecteur.

2.2.2.2 Détecteur GO-CFAR

Comme nous l'avons écrit dans le paragraphe précédent, le changement rapide des conditions de l'environnement conduit à une diminution ou une augmentation du taux de fausse alarme. Donc, le détecteur GO-CFAR (Greatest Of CFAR) a été proposé par Hansen et Sawyers [11]. 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 , $X = \max(U, V)$, comme le montre la figure 2.3, où U représente les cellules leader et V représente les cellules en retard [11].

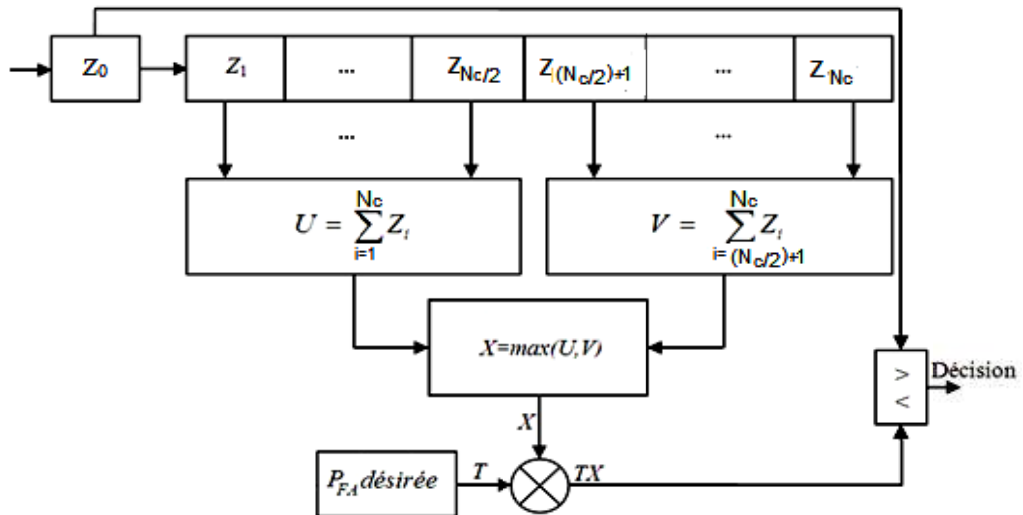


Figure 2.3 : Schéma fonctionnel du détecteur GO-CFAR [12].

Cependant, si un ou plusieurs signaux interférents sont présents, le détecteur sera parfois incapable de détecter le signal désiré. Par conséquent, ce détecteur n'est pas très efficace, par conséquent, le chercheur Weiss a proposé un autre détecteur nommé SO-CFAR, pour améliorer les performances de détection mieux que le détecteur GO-CFAR et CA-CFAR.

2.2.2.3 Détecteur SO-CFAR

Le détecteur SO-CFAR est utilisé pour réaliser un taux de fausse alarme constant dans les environnements variables et mobiles, car il a montré une bonne performance dans la détection des signaux en présence de chevauchements et de plusieurs obstacles.

L'idée de base est que l'algorithme SO-CFAR arrangera les cellules de la fenêtre de référence dans l'ordre croissant, puis le minimum entre U et V est sélectionné pour estimer le niveau du bruit, c.-à-d. $X = \min(U, V)$, comme le montre la figure 2.4. Le détecteur SO-CFAR a été proposé par Trunk. Ce type de détecteur dépend de la probabilité de la fausse alarme souhaitée pour calculer le seuil de détection [11].

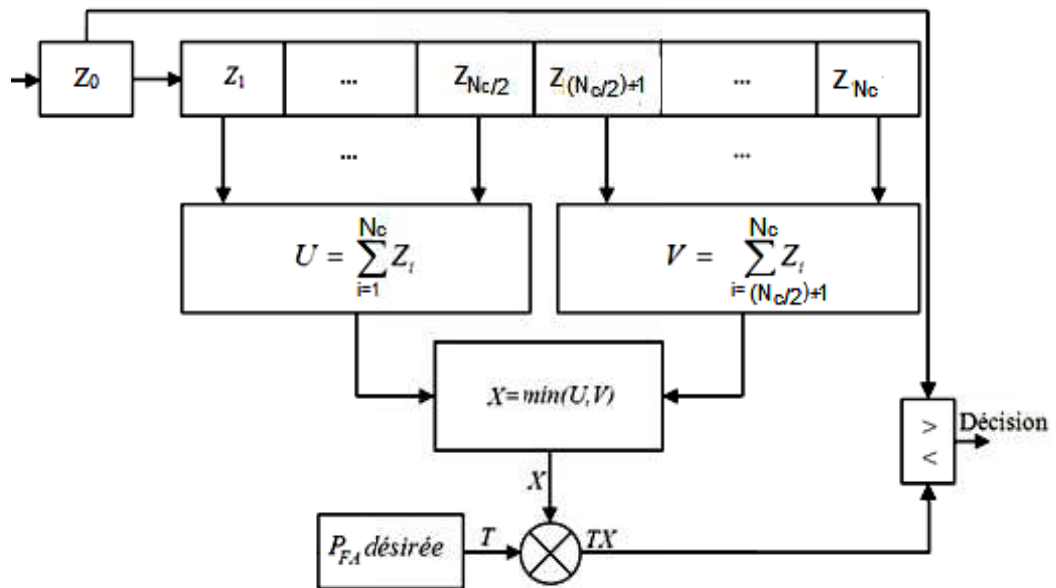


Figure 2.4 : Schéma fonctionnel du détecteur SO-CFAR [12].

2.2.2.4 Détecteur CMLD-CFAR

Dans les communications mobiles, le destinataire reçoit toujours plusieurs copies du signal transmis en raison de trajets multiples et aussi du retard temporel, provoquant une perte de synchronisation entre le signal transmis et le signal reçu, ce qui provoque des défauts de détection. Le principe du détecteur CMLD-CFAR (Censored Mean Level Detector-CFAR), représenté par la figure 2.5, est d'estimer le niveau du bruit par le calcul de la moyenne des cellules non censurées [13], après la censure des cellules contenant les répliques du signal provenant des trajets multiples. Donc, les sorties des cellules de référence (du registre à décalage de longueur N_c) sont rangées, en fonction de leur magnitude, dans un ordre croissant.

Après la censure des k cellules interférentes, les cellules restantes sont collectées pour obtenir une estimation du niveau du bruit. La valeur du seuil adaptatif T a été mesurée à travers le multiplicateur de seuil T pour obtenir la probabilité de fausse alarme [13].

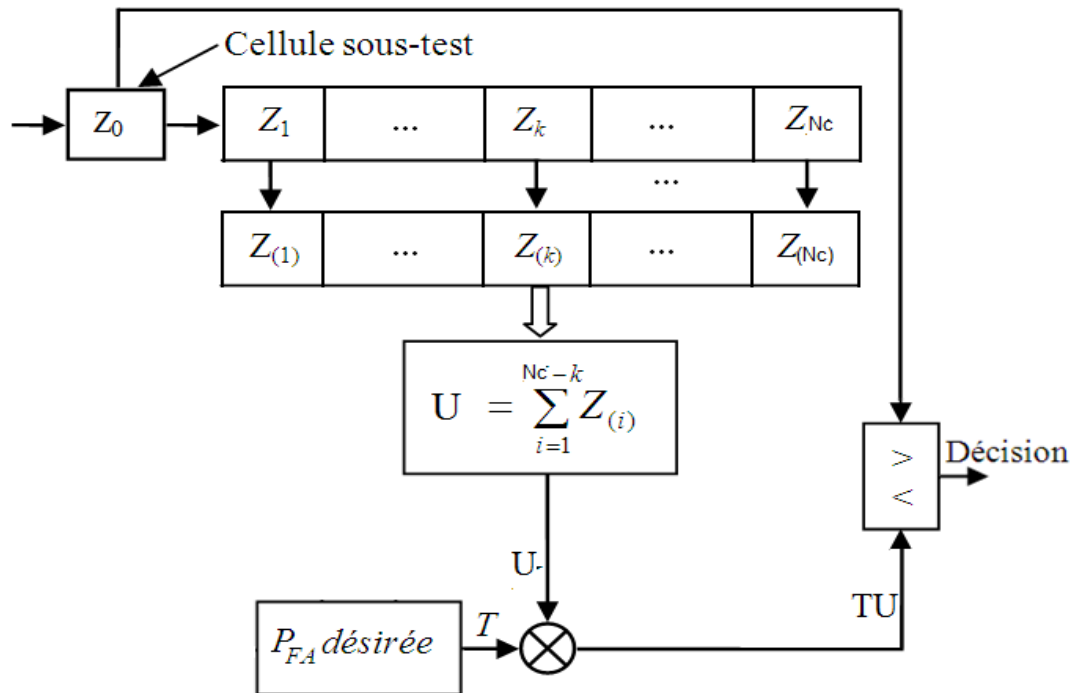


Figure 2.5 Schéma fonctionnel du détecteur CLMD-CFAR [12].

2.2.2.5 Détecteur ATM-CFAR

Dans les systèmes de communication sans-fil, le type de l'environnement dans lequel se déroule le processus de communication est très important. L'environnement multi-trajets affecte le signal transmis, car ce dernier et avant qu'il atteigne le récepteur, il se reflète souvent dans les bâtiments, les arbres, les terrains de cet environnement, ou peut également causer un retard entre les utilisateurs.

Pour cette raison, les chercheurs ont constaté que chaque détecteur parmi ceux proposés auparavant, avait une erreur relative qui pourrait provoquer un défaut dans la détection du signal. Par conséquent, Sofwan et Barkat [14] ont proposé un nouvel algorithme appelé ATM-CFAR (Automatic Trimmed-Mean-CFAR), représenté par la figure 2.6, qui est l'un des derniers algorithmes de détection les plus efficaces dans les milieux non homogènes [14].

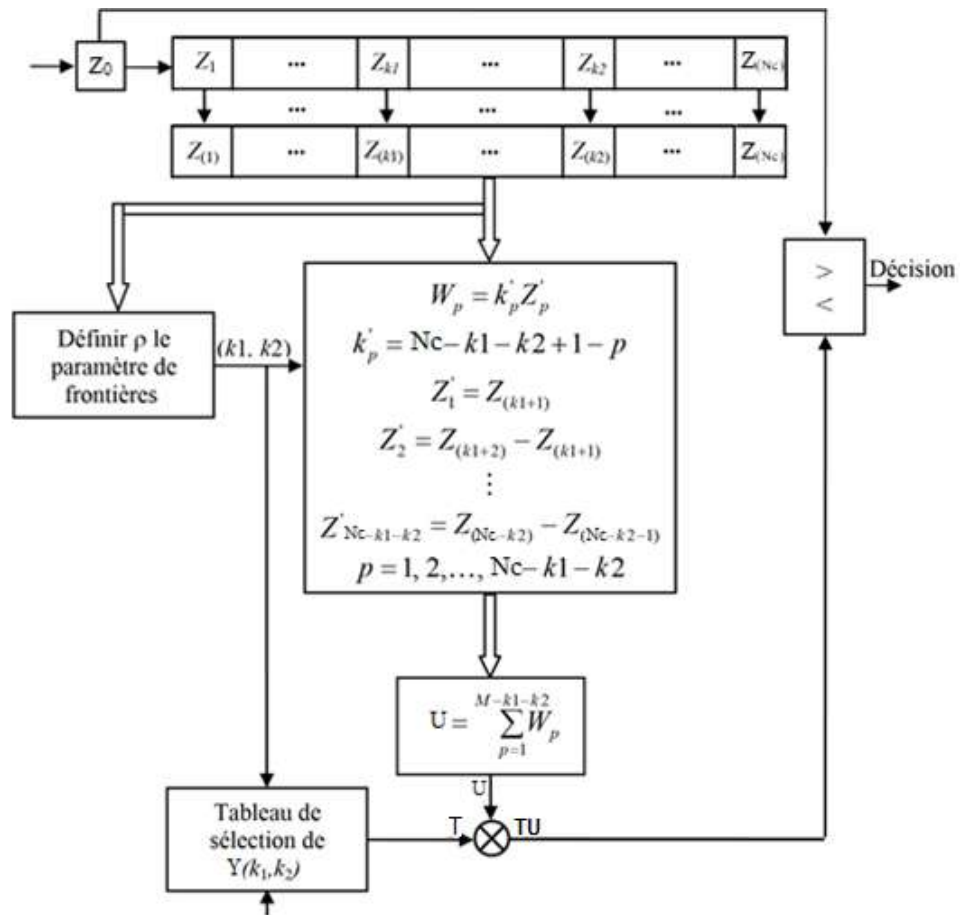


Figure 2.6 : Schéma fonctionnel du détecteur ATM-CFAR [14].

Le détecteur ATM-CFAR est divisé en trois blocs essentiels : la fenêtre de référence, les frontières des valeurs aberrantes, et le bloc de décision [14]. Les signaux sont reçus séquentiellement dans le registre à décalage, ce registre est appelé la fenêtre de référence, qui est une série de cellules de référence, symbolise la longueur de ce registre par N_c . En conséquence les cellules de référence sont utilisées pour obtenir le niveau de bruit. La première cellule (z_0) est conservée en tant que la cellule de test (CUT : Cellule Under Test) pour la phase actuelle [14]. Comme l'environnement contient des signaux multi-trajets et du bruit, il a été supposé que la fenêtre de référence est composée de r cellules interférentes, et $(N_c - r)$ cellules contiennent du bruit seulement (Voir figure 2.7 (a)).

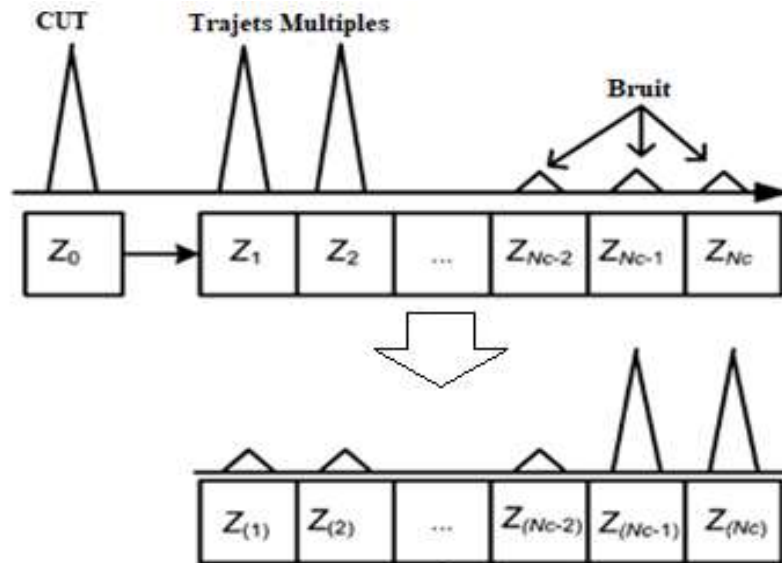


Figure 2.7 : Interférence et bruit dans la cellule de référence du détecteur ATM-CFAR [14].

L'interférence r est un échantillon de signaux des trajets multiples avec des valeurs de corrélation élevées, de puis les cellules de référence sont ensuite disposées dans l'ordre croissant selon leur puissance $Z_{(1)}, Z_{(2)}, \dots, Z_{(N_c)}$ comme le montre la figure 2.7.

Le processeur ATM-CFAR élimine les signaux interférents, par la censure de k_1 cellules de l'extrémité inférieure et k_2 cellules 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 al technique de *box plot*. L'intervalle interquartiles IQR est la différence entre le troisième quartile Q_3 et le premier quartile Q_1 . Ensuite, toutes les valeurs inférieures à la limite minimale LF ou supérieure à la limite supérieure UF sont considérées des valeurs aberrantes [14], où :

$$LF = Q_1 - \rho(IQR) \quad (2.3)$$

et

$$UF = Q_3 + \rho(IQR) \quad (2.4)$$

Avec, ρ est une valeur multiplicative utilisée pour déterminer les frontières des valeurs aberrantes. Les valeurs k_1 et k_2 sont obtenues automatiquement, en temps réel, en utilisant l'algorithme suivant [14] :

➤ Ranger les cellules de référence dans l'ordre croissant selon leur puissance pour former les échantillons ordonnés, puis calculer les valeurs LF et UF selon la valeur multiplicative ρ donnée.

➤ Définir la valeur initiale de $k=1$ comme un indice de cellules pour l'exploration des contenues des cellules de référence.

➤ Pour déterminer la valeur de k_1 , effectuer la comparaison $LF < Z_{(k)}$, Si la condition est confirmée, augmentez la valeur k chaque fois. Si la condition n'est pas confirmée, prendre $k_1=k$.

➤ Pour déterminer la valeur de k_2 , effectuer la comparaison $UF > Z_{(k)}$ et augmenter la valeur k à chaque fois. Si la condition est confirmée, mettre $k_2=N_c-k$, et si cette condition n'est pas confirmée, augmenter la valeur de k .

Après avoir obtenu k_1 et k_2 , nous effectuons le changement de variable aléatoire suivant pour obtenir Wp [13]:

$$Wp = k'_p z'_p \quad (2.5)$$

Avec, $K'_p = N_c - k_1 - k_2 + 1 - p$, $p = 1, \dots, N_c - k_1 - k_2$.

$$Z'_1 = Z_{(k_1+1)} \quad (2.6)$$

$$Z'_2 = Z_{(k_1+2)} - Z_{(k_1+1)} \quad (2.7)$$

⋮

$$Z'_{N_c-k_1-k_2} = Z_{(N_c-K_2)} - Z_{(N_c-K_2-1)} \quad (2.8)$$

Pour obtenir le niveau de bruit estimé U , on calcule la moyenne arithmétique des cellules non censurées ($N_c - k_1 - K_2$), il est donné par l'équation suivante [14]:

$$U = \sum_{p=1}^{N_c-k_1-k_2} Wp \quad (2.9)$$

Enfin, la valeur de bruit de U est multipliée par le seuil T afin d'obtenir la valeur de la probabilité de fausse alarme désirée puis TU est comparée à la valeur Z_0 pour déterminer s'il y a détection ou non [14].

2.3 APLICATION DE L'ATM-CFAR À L'ACQUISITION ADAPTATIVE DE SÉQUENCES PN

2.3.1 Description du système proposé

Dans cette étude, nous étudions un système de communication composé de plusieurs utilisateurs, constitué d'un ensemble d'émetteurs synchrones. Afin de faciliter le processus de synchronisation initiale, l'émetteur envoie une porteuse codée en phase sans modulation de données.

Après la transmission, ces signaux sont reçus par un ensemble de M antennes réceptrices. Chaque antenne est suivie par un corrélateur qui lui est attaché, ce corrélateur reçoit le signal $r(t)$. Les composantes en phase et en quadrature (I-Q) du corrélateur sont multipliées par le code PN généré localement $c(t - j_c T_c / 2)$, $j_c = 0, 1, \dots, N_c$, où N_c représente la taille de la fenêtre de référence du processeur CFAR [14].

Lors de l'obtention des signaux de sorties (y), ces résultats sont transmis au processeur LMS pour adapté la poids de l'antenne intelligent . L'algorithme LMS est l'un des algorithmes les plus simples utilisés par les antennes intelligentes et le plus précis dans la mise en œuvre, l'algorithme LMS calcule fréquemment le rapport pondéral du vecteur de la configuration optimale du faisceau avec une erreur quadratique minimale (MSE : Mean Square Error) entre le signal de valeur requise et la sortie du processeur LMS, où MSE est une mesure de la qualité d'un estimateur, elle est toujours non négative, Alors que chaque fois que sa valeur est plus proche de zéro, la pondération était la meilleure [14].

Après avoir amélioré les signaux envoyés par le processeur LMS, et après l'application de plusieurs relations mathématiques pour cet algorithme, nous obtenons le pdf (Fonction de densité de probabilité) Sous deux hypothèses H_1 et H_2 . Ce signal va au détecteur qui utilise l'algorithme ATM-CFAR, pour déterminer si l'acquisition existe ou non, alors Z_0 est comparé avec le seuil adaptatif TU pour déterminer H_1 ou H_0 . Si Z_0 dépasse la valeur TU , le détecteur annonce H_1 , ce qui signifie qu'une acquisition a été découverte et que la boucle de poursuite sera activée, et si Z_0 ne dépasse pas la valeur TU , alors H_0 sera annoncé, ce qui signifie qu'il n'y a pas d'acquisition. Dans ce cas, le processus sera répété à nouveau et retournera à la phase de corrélation, où les composantes en phase et en quadrature (I-Q) sont multipliées par le code PN généré localement avec un décalage ΔT_c et tout le processus se répète à nouveau [14].

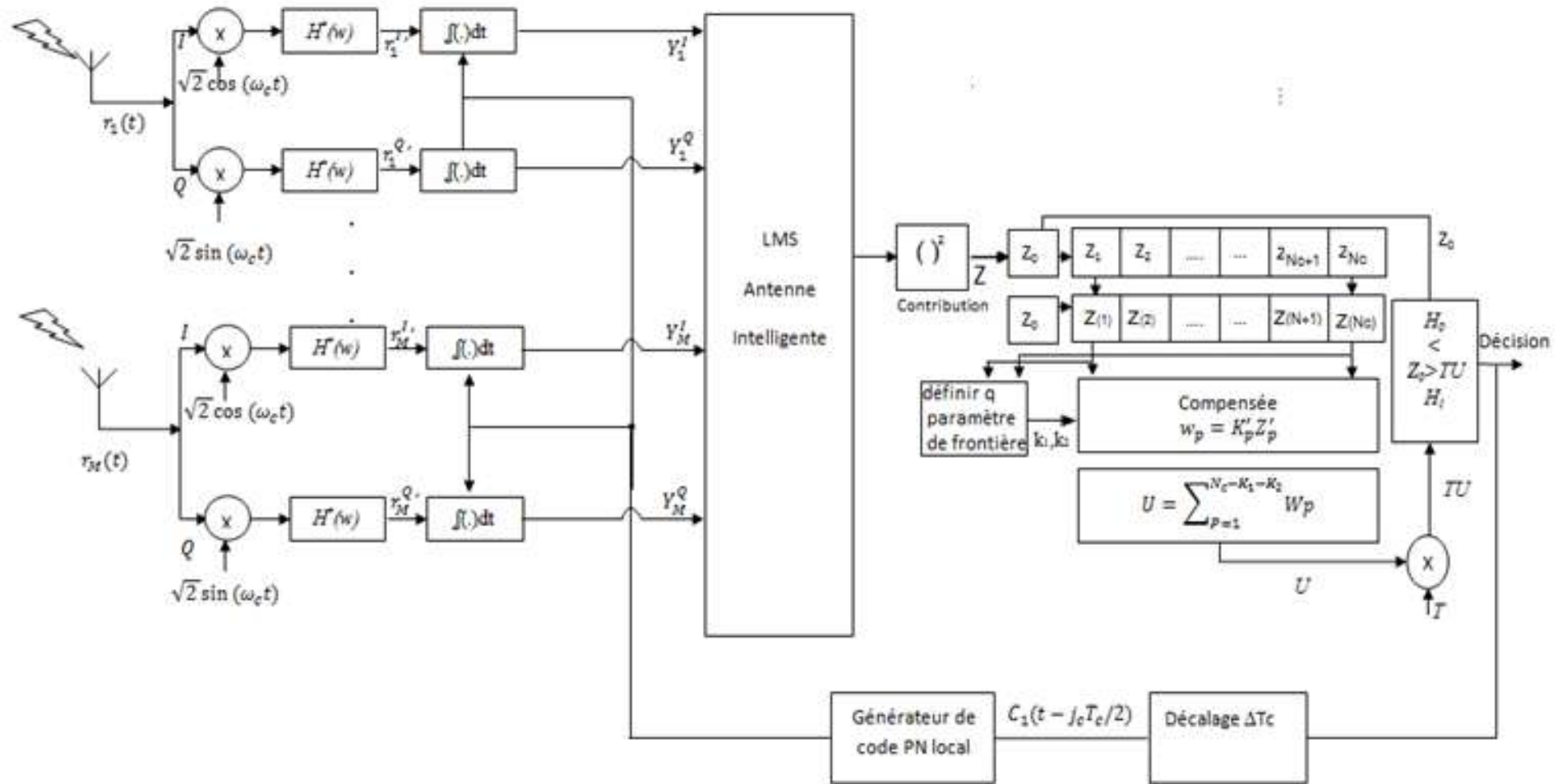


Figure 2.8 : Schéma de fonctionnement de système acquisition adaptatif [14]

2.3.2. Analyse du système proposé

2.3.2.1. Variables de décision

La fonction de densité de probabilité (Pdf) de la variable aléatoire peut être exprimée par deux hypothèses H_1 et H_0 . Soit la probabilité de détection ou probabilité de fausse alarme.

La fonction de densité de probabilité sous l'hypothèse H_1 est exprimée comme suit [12] :

$$f_Z(z|H_1) = \frac{1}{(M2\sigma_0^2 + M^2)} \exp\left(-\frac{z}{(M2\sigma_0^2 + M^2)}\right), z \geq 0 \quad (2.10)$$

Où :

- (M) est les nombres des éléments de l'antenne intelligente et $\sigma_0^2 = \frac{RN_0}{2}$ est la variance.
- (N_0) la densité spectrale de puissance unilatérale du bruit additif blanc gaussien.
- (R) la longueur de corrélation partielle.
- $(\cdot) = 1 + MRSc$.
- (Sc) Rapport signal sur bruit (SNR).

Sous l'hypothèse H_0 [12] :

$$f_Z(z|H_0) = \frac{1}{M2\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{z}{M2\sigma_0^2}\right), z \geq 0 \quad (2.11)$$

2.3.2.2 Probabilités de détection et de fausse alarme

La performance de ce système peut être évaluée par la probabilité de fausse alarme (Pfa) et la probabilité de détection (Pd), la probabilité de fausse alarme dans ce cas est donnée de cette manière [14] :

$$P_{fa} = \prod_{p=1}^{N_c - k_1 - k_2} \Phi_{W_p}\left(\frac{T}{\eta}\right) \quad (2.12)$$

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

$$\phi_{W_1}\left(\frac{T}{\eta}\right) = q_1 \left(\frac{N_c}{k_1}\right) \sum_{b=0}^{k_1} (-1)^b \binom{k_1}{b} \frac{1}{T + q_1 + \frac{q_1 b}{N_c - k_1}} \quad (2.13)$$

et

$$\phi_{W_p} \left(\frac{T}{\eta} \right) = \left(\frac{q_p}{T + q_p} \right), p = 2, \dots, N_c - k_1 - k_2 \quad (2.14)$$

Où, $q_p = (N_c - k_1 + 1 - p)/(N_c - k_1 - k_2 + 1 - p)$.

La probabilité de détection P_d est obtenue à partir de l'équation (2.12), en remplaçant T par $\left(\frac{T}{1+Mv} \right)$ comme suite [14] :

$$P_d = \prod_{p=l}^{N_c - k_1 - k_2} \Phi_{W_p} \left(\frac{T}{\eta(1+Mv)} \right) \quad (2.15)$$

2.3.2.3 Temps d'acquisition moyen

L'efficacité de ce système peut être évaluée à travers le temps moyen d'acquisition, où il est exprimé en termes de P_d et de P_{fa} , il est donné comme suit [12]:

$$\overline{T}_{acq} \approx \frac{(2-P_d) + (1+KP_{fa})}{2P_d} \cdot (qRT_c) \quad (2.16)$$

Avec, K est le temps de pénalité associé à une fausse alarme.

- R est la longueur de corrélation partielle.

- q est la période de la séquence PN.

- T_c la durée d'un chip de la séquence PN.

2.4 CONCLUSION

Ce chapitre présente les techniques de détection dans les systèmes de radiocommunication. Dans la première partie, nous avons expliqué le concept du seuil adaptatif et le seuil fixe, de sorte que le seuil est la base du processus de détection de la cible, comme nous l'avons mentionné certains détecteurs qui dépend du seuil adaptatif dans le processus de détection Avec une explication détaillée du détecteur ATM-CFAR, qui est la base de notre travail dans cette recherche.

Dans la deuxième partie, nous avons appliqué l'algorithme ATM-CFAR au système étudié. Ce dernier est constitué d'une antenne intelligente suivie du détecteur ATM-CFAR. Ensuite, la description et l'analyse de ce système est présentée, en donnant les expressions des probabilités de détection et de fausse alarme, et aussi celle du temps d'acquisition moyen.

CHAPITRE 3

Résultats et discussions

3.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, les performances du système proposé dans le chapitre précédent sont données et discutées. Les résultats sont obtenus en utilisant la technique de simulation Monte-Carlo sous l'environnement MATLAB. Les deux critères de performance les plus importants (la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen) sont représentées et ceci pour différents paramètres, tels que le nombre de cellules de référence, le taux de fausse alarme, la longueur de corrélation partielle, ...etc. L'objectif est de connaître leur impact sur le système proposé. Pour montrer la robustesse de l'algorithme ATM-CFAR (Automatic Trimmed Mean-CFAR), ses résultats sont comparés avec d'autres détecteurs, tels que le *CMLD-CFAR* (Censored Mean Level Detector-CFAR) et le CA-CFAR (Cell Averaging).

3.2 RESULTATS ET DISCUSSIONS

3.2.1 Hypothèses

Dans cette section, les performances de système étudié sont évaluées à l'aide des simulations sous le logiciel MATLAB. Pour ce faire, les hypothèses suivantes sont considérées :

1. Le nombre des essais égal 10^5 ;
2. La périodique q du code PN égale 1023 ;
3. La durée d'un chip T_c de la séquence PN égale $1\mu s$.
4. La constante de pénalité $K=1000$ avec un temps de pénalité égale à KRT_c secondes.

Notons que les valeurs des différents seuils utilisés dans la simulation de performances de système sont résumées dans les tableaux 3.1 jusqu'à 3.7, pour différentes valeurs de la probabilité de fausse alarme P_{fa} , différents nombres des d'éléments de l'antenne intelligente M et différents nombre de cellules de références N_c , du faite que la probabilité de fausse alarme est une fonction de ces paramètres.

Tableau 3.1 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=1$ et $N_c=16$.

| $\Gamma(k1,k2)$ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|
| 0 | 0.5300 | 0.7155 | 0.8625 | 1.1050 | 1.3711 | 1.7525 | 2.2575 | 3.0500 |
| 1 | 0.6875 | 0.8725 | 1.0875 | 1.3975 | 1.8025 | 2.2825 | 3.0910 | 3.9610 |
| 2 | 0.8510 | 1.0825 | 1.3800 | 1.7915 | 2.2800 | 3.0825 | 4.1525 | 5.7875 |
| 3 | 1.0815 | 1.3815 | 1.7825 | 2.2815 | 3.0815 | 4.1515 | 5.9588 | 8.7550 |
| 4 | 1.3792 | 1.7895 | 2.2814 | 3.0850 | 4.1520 | 5.9575 | 8.8000 | 14.9425 |
| 5 | 1.7875 | 2.2900 | 3.0875 | 4.2120 | 5.9775 | 8.9100 | 14.9445 | 20.0051 |
| 6 | 2.3210 | 3.0736 | 4.2075 | 6.0050 | 8.9995 | 14.9475 | 28.5973 | 69.7525 |

Tableau 3.2 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=3$ et $N_c=16$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|----------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|
| 0 | 0.5275 | 0.6809 | 0.8575 | 1.0775 | 1.3624 | 1.7536 | 2.6979 | 3.0575 |
| 1 | 0.7045 | 0.8794 | 1.0722 | 1.3910 | 1.7758 | 2.3585 | 3.0915 | 4.1215 |
| 2 | 0.8887 | 1.0764 | 1.4020 | 1.7798 | 2.2559 | 2.9987 | 4.1250 | 5.9279 |
| 3 | 1.1125 | 1.3662 | 1.7506 | 2.3495 | 2.9915 | 4.1111 | 5.9051 | 9.0012 |
| 4 | 1.3625 | 1.7505 | 2.3325 | 2.9951 | 4.1025 | 5.9025 | 9.0035 | 15.2530 |
| 5 | 1.7470 | 1.3325 | 2.9575 | 4.1025 | 5.9026 | 9.0093 | 15.251 | 27.7522 |
| 6 | 2.3250 | 2.9475 | 4.0825 | 5.9024 | 9.0032 | 15.245 | 27.745 | 67.2312 |

Tableau 3.3 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=5$ et $N_c=16$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|----------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|
| 0 | 0.5295 | 0.6750 | 0.8550 | 1.1025 | 1.4045 | 1.8225 | 2.2552 | 3.0752 |
| 1 | 0.6765 | 0.8546 | 1.0925 | 1.3975 | 1.8195 | 2.2557 | 3.0695 | 4.1525 |
| 2 | 0.8540 | 1.0912 | 1.3972 | 1.8091 | 2.2525 | 3.0690 | 4.1520 | 6.0095 |
| 3 | 1.0900 | 1.3875 | 1.8075 | 2.2525 | 3.0690 | 4.1515 | 6.0050 | 9.0005 |
| 4 | 1.3975 | 1.8070 | 2.2495 | 3.0595 | 4.1295 | 6.0052 | 9.0100 | 14.9595 |
| 5 | 1.7980 | 2.2499 | 3.0575 | 4.1399 | 6.0050 | 9.0025 | 14.9975 | 28.0005 |
| 6 | 2.2495 | 3.0570 | 4.1395 | 6.0025 | 9.0020 | 14.9999 | 28.0015 | 64.0525 |

Tableau 3.4 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-4}$, $M=5$ et $N_c=16$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|----------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|----------|
| 0 | 0.7800 | 1.0085 | 1.2520 | 1.6025 | 2.0828 | 2.6575 | 3.5030 | 4.7525 |
| 1 | 1.0105 | 1.2575 | 1.6062 | 2.0882 | 2.6429 | 3.5625 | 4.7275 | 6.7778 |
| 2 | 1.2745 | 1.6125 | 2.0939 | 2.6843 | 3.5675 | 6.7587 | 6.7587 | 9.7899 |
| 3 | 1.6278 | 2.0979 | 2.6844 | 3.5674 | 4.7288 | 6.7582 | 9.8598 | 15.6763 |
| 4 | 2.0957 | 2.7025 | 3.5657 | 4.7289 | 6.7289 | 9.6992 | 15.6765 | 27.4778 |
| 5 | 2.7045 | 3.5667 | 4.8595 | 6.7590 | 9.7128 | 27.8989 | 54.7895 | 56.9856 |
| 6 | 3.4627 | 4.7787 | 6.6586 | 9.5578 | 15.5489 | 27.2828 | 54.9595 | 164.5755 |

Tableau 3.5 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-2}$, $M=5$ et $N_c=16$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|----------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|
| 0 | 0.5255 | 0.6815 | 0.8525 | 1.1020 | 1.4033 | 1.8075 | 2.2545 | 3.0695 |
| 1 | 0.6775 | 0.8550 | 1.1010 | 1.4025 | 1.7595 | 2.2595 | 2.2595 | 4.1225 |
| 2 | 0.6775 | 1.1005 | 1.4025 | 1.7585 | 2.2585 | 3.0685 | 4.1195 | 5.7595 |
| 3 | 1.0950 | 1.3975 | 1.7550 | 2.2550 | 3.0675 | 4.1495 | 5.8025 | 9.0010 |
| 4 | 1.3935 | 1.7575 | 2.2575 | 3.0673 | 4.1495 | 5.8050 | 9.0015 | 14.9599 |
| 5 | 1.7565 | 2.2570 | 3.0669 | 4.1490 | 5.8255 | 9.0010 | 14.9595 | 28.0010 |
| 6 | 2.2570 | 3.0670 | 4.1485 | 5.8099 | 9.0014 | 14.9999 | 28.0055 | 64.5995 |

Tableau 3.6 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}=10^{-3}$, $M=5$ et $N_c=32$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|----------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|---------|
| 0 | 0.2385 | 0.2385 | 0.3015 | 0.3515 | 0.3815 | 0.4345 | 0.4699 | 0.5423 | 0.5875 | 0.6765 | 0.7545 | 0.8547 | 0.9575 | 1.1254 | 1.2675 | 1.3999 |
| 1 | 0.2715 | 0.3079 | 0.3499 | 0.3810 | 0.4339 | 0.4695 | 0.5422 | 0.5873 | 0.6775 | 0.7549 | 0.8525 | 0.9577 | 1.1249 | 1.2674 | 1.4395 | 1.6899 |
| 2 | 0.3799 | 0.3495 | 0.3799 | 0.4336 | 0.4790 | 0.5422 | 0.5899 | 0.6774 | 0.7448 | 0.8524 | 0.9475 | 1.1245 | 1.2671 | 1.4394 | 1.6795 | 1.9075 |
| 3 | 0.3492 | 0.3795 | 0.4335 | 0.4774 | 0.5422 | 0.5878 | 0.6775 | 0.7548 | 0.8299 | 0.9469 | 1.1244 | 1.2668 | 1.4389 | 1.6688 | 2.0050 | 2.3525 |
| 4 | 0.3870 | 0.4330 | 0.4774 | 0.5415 | 0.5886 | 0.6775 | 0.7487 | 0.8298 | 0.9647 | 1.1239 | 1.2648 | 1.4356 | 1.6688 | 2.0050 | 2.3532 | 2.7475 |
| 5 | 0.4332 | 0.4770 | 0.5415 | 0.5890 | 0.6774 | 0.7492 | 0.8495 | 0.9655 | 1.1239 | 1.2645 | 1.4355 | 1.6775 | 2.0075 | 2.3530 | 2.8510 | 3.5175 |
| 6 | 0.4750 | 0.5410 | 0.5890 | 0.6774 | 0.7495 | 0.8595 | 0.9657 | 1.1238 | 1.2644 | 1.4342 | 1.6699 | 2.0074 | 2.3499 | 2.8499 | 3.5099 | 4.2025 |
| 7 | 0.5410 | 0.5895 | 0.6774 | 0.7489 | 0.8595 | 0.9635 | 1.1237 | 1.2644 | 1.4545 | 1.6697 | 2.0075 | 2.3495 | 2.8495 | 3.4495 | 4.2052 | 5.5215 |
| 8 | 0.5894 | 0.6773 | 0.7488 | 0.8593 | 0.9633 | 1.1235 | 1.2633 | 1.4524 | 1.6695 | 2.0074 | 2.3493 | 2.8492 | 3.4493 | 4.2050 | 5.5195 | 6.7561 |
| 9 | 0.6771 | 0.7485 | 0.8591 | 0.9631 | 1.1232 | 1.2634 | 1.4497 | 1.6710 | 2.0075 | 2.3492 | 2.8491 | 3.4491 | 4.2051 | 5.5190 | 6.7495 | 9.2365 |
| 10 | 0.7485 | 0.8590 | 0.9599 | 1.1231 | 1.2599 | 1.4499 | 1.6688 | 2.0074 | 2.3410 | 2.8490 | 3.4485 | 4.2075 | 5.5099 | 6.7493 | 9.2325 | 13.0005 |
| 11 | 0.8499 | 0.9595 | 1.1230 | 1.2599 | 1.4497 | 1.6685 | 2.0075 | 2.3412 | 2.8490 | 3.4399 | 4.2077 | 5.5085 | 6.7498 | 9.2325 | 12.9595 | 18.9015 |
| 12 | 0.9590 | 1.1227 | 1.2595 | 1.4525 | 1.6686 | 2.0075 | 2.3418 | 2.8487 | 3.4395 | 4.2076 | 5.5083 | 6.7542 | 9.2334 | 12.929 | 18.9045 | 33.1094 |
| 13 | 1.1225 | 1.2594 | 1.4499 | 1.6688 | 2.0073 | 2.3399 | 2.8486 | 3.4396 | 4.2045 | 5.5076 | 6.7536 | 9.2343 | 12.9226 | 18.8989 | 33.1090 | 60.2585 |
| 14 | 1.2594 | 1.4496 | 1.6688 | 2.0073 | 2.3399 | 2.8486 | 3.4396 | 4.2049 | 5.5075 | 6.7520 | 9.2351 | 12.932 | 18.8990 | 33.1091 | 60.2584 | 152.125 |

Tableau 3.7 : Seuils de taux de fausse alarme pour $P_{fa}= 10^{-3}$, $M=5$, $N_c=24$.

| T(k1,k2) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |
|----------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|---------|
| 0 | 0.3223 | 0.3970 | 0.4625 | 0.5423 | 0.6045 | 0.7278 | 0.8237 | 0.9575 | 1.1535 | 1.3225 | 1.6575 | 1.9835 |
| 1 | 0.3899 | 0.4585 | 0.5398 | 0.6035 | 0.7215 | 0.8216 | 0.9569 | 1.1524 | 1.3210 | 1.6573 | 1.9585 | 2.4250 |
| 2 | 0.4578 | 0.5390 | 0.6152 | 0.7210 | 0.8213 | 0.9567 | 1.1519 | 1.3210 | 1.6570 | 1.9587 | 2.4247 | 3.0522 |
| 3 | 0.5388 | 0.6150 | 0.7205 | 0.8199 | 0.9578 | 1.1519 | 1.3211 | 1.6572 | 1.9585 | 2.4245 | 3.0520 | 3.7525 |
| 4 | 0.6155 | 0.7204 | 0.8197 | 0.9582 | 1.1518 | 1.3245 | 1.6570 | 1.9582 | 2.4257 | 3.0492 | 3.9556 | 5.0257 |
| 5 | 0.7203 | 0.8197 | 0.9610 | 1.1525 | 1.3245 | 1.6569 | 1.9581 | 2.4255 | 3.0490 | 3.9550 | 5.0255 | 6.7665 |
| 6 | 0.8199 | 0.9593 | 1.1524 | 1.3257 | 1.6566 | 1.9583 | 2.4249 | 3.0489 | 3.9550 | 5.0255 | 6.7565 | 9.5277 |
| 7 | 0.9705 | 1.1524 | 1.3321 | 1.6564 | 1.9582 | 2.4249 | 3.0488 | 3.9532 | 5.0252 | 6.7565 | 9.2574 | 14.2705 |
| 8 | 1.1498 | 1.3320 | 1.6563 | 1.9578 | 2.4248 | 3.0485 | 3.9525 | 5.0250 | 6.7563 | 9.2574 | 14.2705 | 23.1545 |
| 9 | 1.3320 | 1.6560 | 1.9575 | 2.4248 | 3.0486 | 3.9521 | 5.0250 | 6.7563 | 9.2574 | 14.2702 | 23.1544 | 42.1260 |
| 10 | 1.6560 | 1.9575 | 2.4245 | 3.0485 | 3.9520 | 5.0249 | 6.7560 | 9.2575 | 14.2625 | 23.1544 | 45.0035 | 110.125 |

3.2.2 Analyse des résultats

Dans cette section, les figures 3.1 et 3.2 représentent, respectivement, la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR, pour différentes valeurs d'éléments de l'antenne intelligente ($M=1, 3$ et 5), avec un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, un nombre de cellules des références $N_c=16$, une longueur de corrélations partielle $R=128$, un nombre des cellules interférentes $r=3$, un rapport puissance des interférences sur la puissance du signal $\rho=0.1$ et un facteur de multiplication $\rho=1$ (qui est utilisé pour le calcul des frontières du détecteur ATM-CFAR).

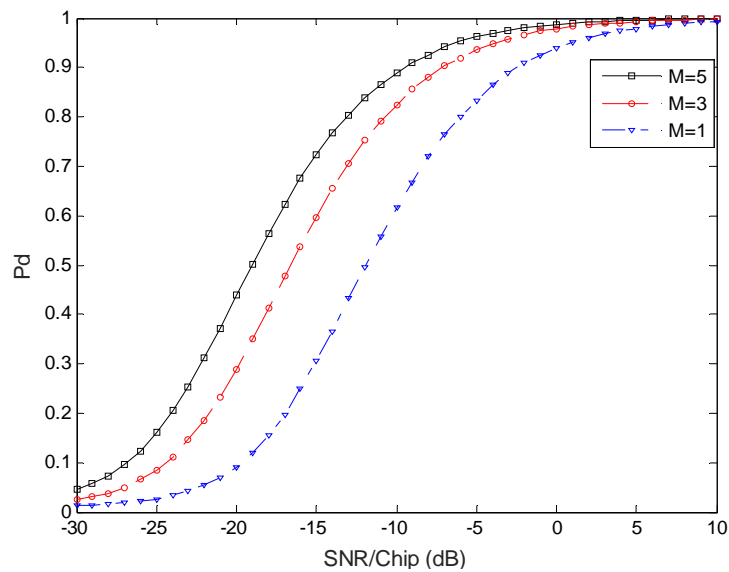


Figure 3.1: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

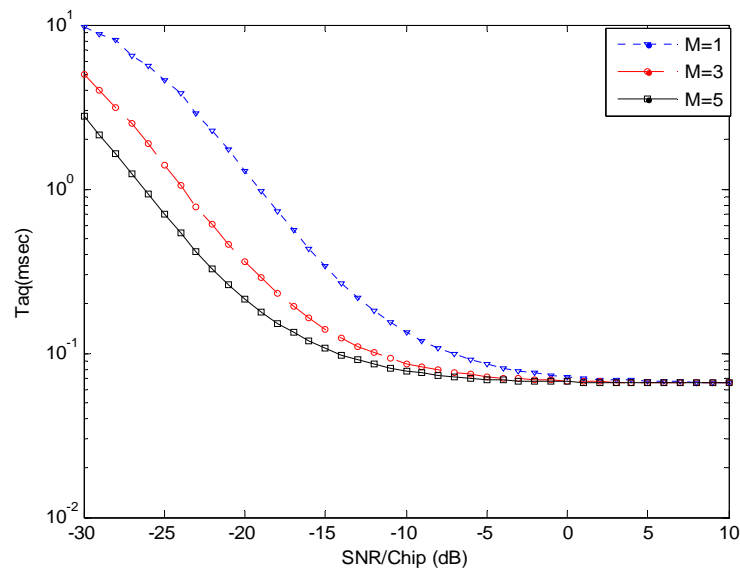


Figure 3.2: Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différents nombre d'éléments de l'antenne intelligente.

On remarque que la probabilité de détection augmente considérablement lorsque le nombre d'éléments de l'antenne intelligente augmente, elle est égale à "un" dès que le SNR/Chip dépasse 0dB. En plus, l'augmentation du nombre d'éléments de l'antenne intelligente, minimise le temps d'acquisition moyen sur tout l'intervalle du SNR/Chip.

Dans les figures 3.3 et 3.4, la probabilité de détection et le temps moyen d'acquisition du détecteur ATM-CFAR sont représentés, respectivement, en variant le nombre des cellules de référence, pour les mêmes valeurs de paramètres de la section précédente. Nous observons que, les courbes obtenues sont presque identiques, surtout lorsque la valeur du SNR/Chip dépasse -20(dB).

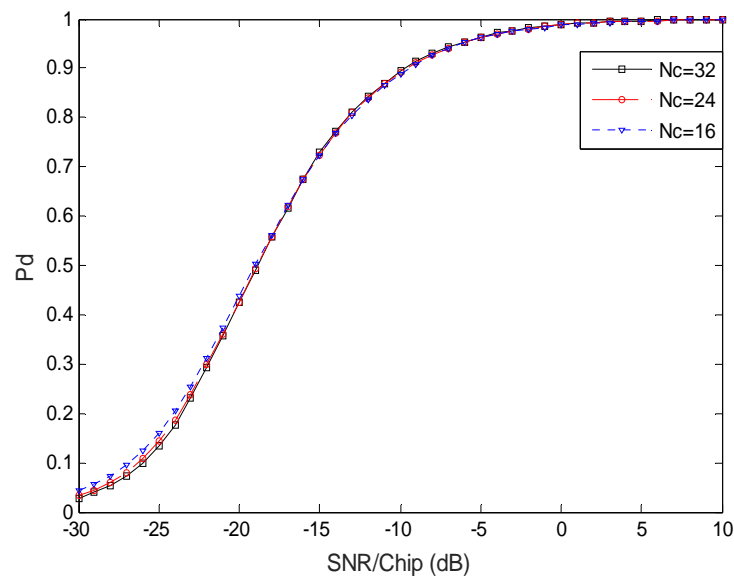


Figure 3.3: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules de référence.

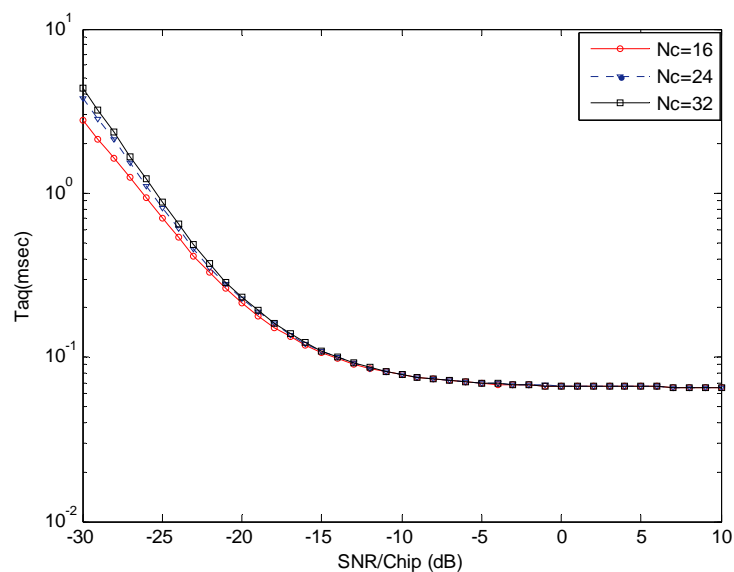


Figure 3.4: Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules de référence.

Les figures 3.5 et 3.6 représentent la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR, en fonction du SNR/Chip (dB), pour différentes valeurs de taux de fausse alarme P_{fa} (10^{-3} et 10^{-4}), avec un nombre des cellules de référence $N_c=16$, une longueur de corrélations partielle $R=128$, un nombre d'éléments de l'antennes intelligent $M=5$, un nombre des cellules interférentes $r=3$, un rapport puissance des interférences sur puissance de signal $\rho=0.1$, un facteur de multiplication $\rho=1$.

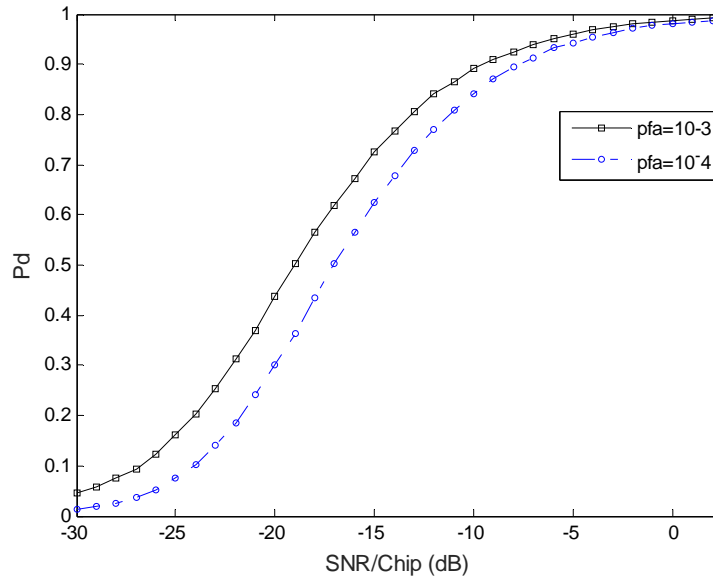


Figure 3.5: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de taux de fausse alarme.

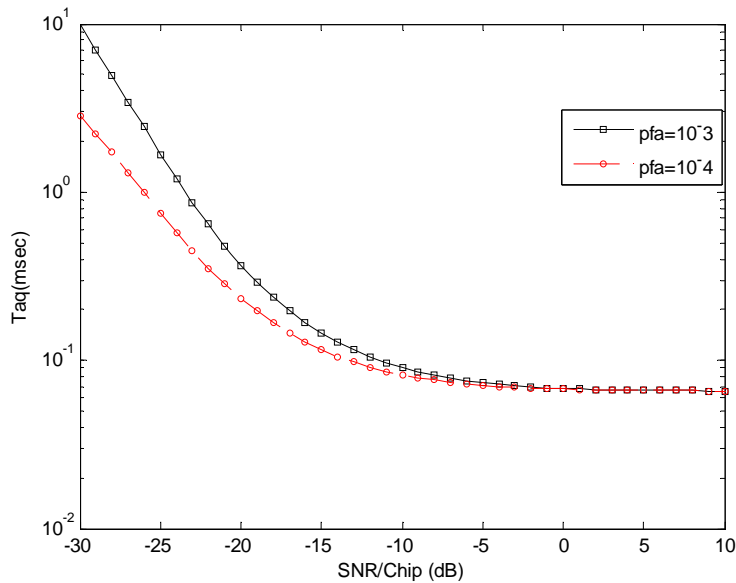


Figure 3.6: Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de taux de fausse alarme.

A partir de ces deux figures, on remarque que la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen s'améliorent avec l'augmentation de la probabilité de fausse alarme, surtout lorsque le SNR/Chip est inférieur à -10 dB. Cette dernière doit être diminuée au minimum possible, pour que le système devienne plus performant. Pour cela, on doit faire un compromis entre l'augmentation de la probabilité de détection et la diminution de la probabilité de fausse alarme.

Les figures 3.7 et 3.8 représentent la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen, en fonction du SNR/Chip(dB), pour différentes valeurs de la longueur de corrélation partielle ($R=64, 96$ et 128), en considérant un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, un nombre des cellules de référence $N_c=16$, un nombre d'éléments de l'antenne intelligent $M=5$, un nombre des cellules interférentes $r=3$, un rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal $ro=0.1$, un facteur de multiplication $\rho=1$.

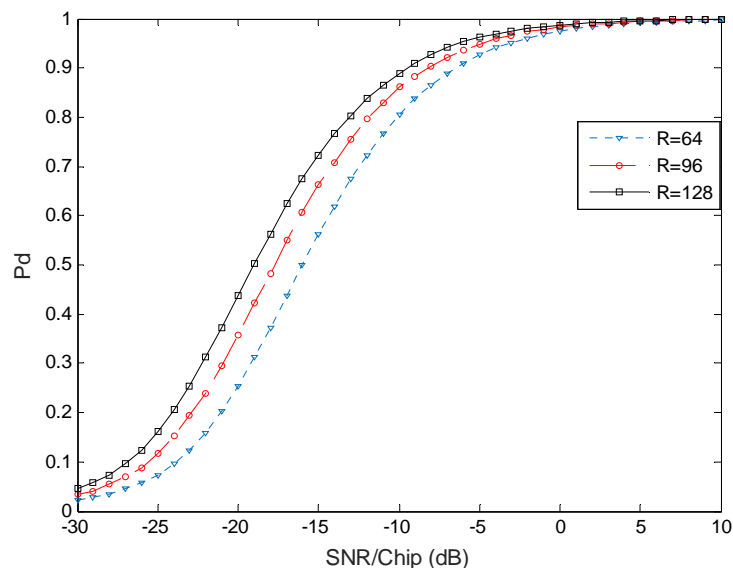


Figure 3.7: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de la longueur de corrélation partielle.

Les courbes représentées dans la figure 3.7, montre que la probabilité de détection s'améliore avec l'augmentation de la longueur de corrélation partielle. Elle est proche ou égale à « un » lorsque le SNR/Chip est supérieur ou égal à 0dB. Par contre, l'augmentation de la longueur de corrélation partielle influe négativement sur le temps d'acquisition moyen qui devient plus long. Ceci est très clair pour les valeurs du SNR/Chips supérieurs à -20dB.

Pour cette raison, on doit à nouveau faire un compromis entre la valeur de la longueur de corrélation partielle qui augmente la probabilité de détection et minimise le temps d'acquisition moyen.

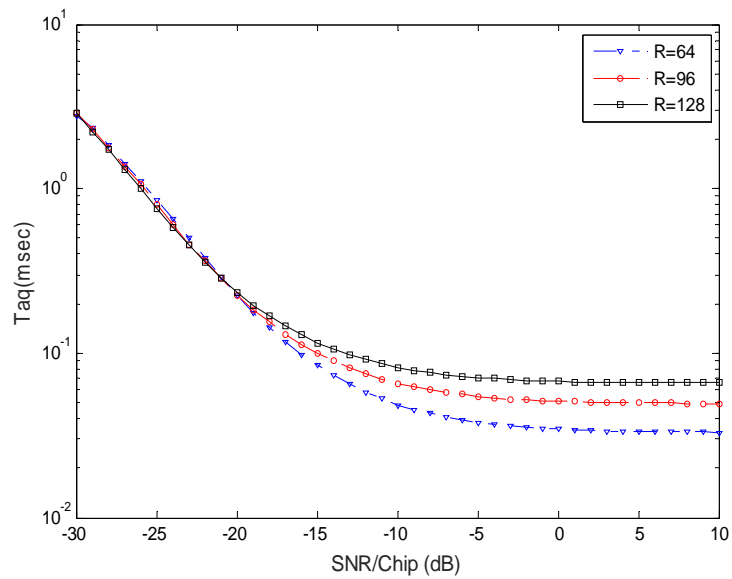


Figure 3.8: Temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de la longueur de corrélation partielle.

Les figures 3.9 et 3.10 représentent la probabilité de détection et le temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR, en fonction du SNR/Chip, pour différentes valeurs de nombre des cellules interférentes ($r=3, 6$ et 9), avec une longueur de corrélations partielle $R=128$, un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, un nombre des cellules de référence $N_c=16$, un nombre d’éléments de l’antenne intelligent $M=5$, un rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal $r_o=0.1$, un facteur de multiplication $\rho=1$.

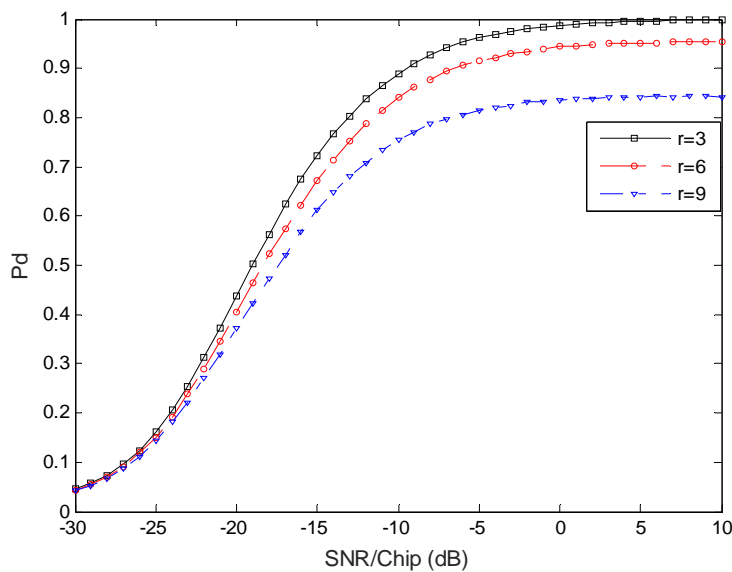


Figure3.9: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules interférentes.

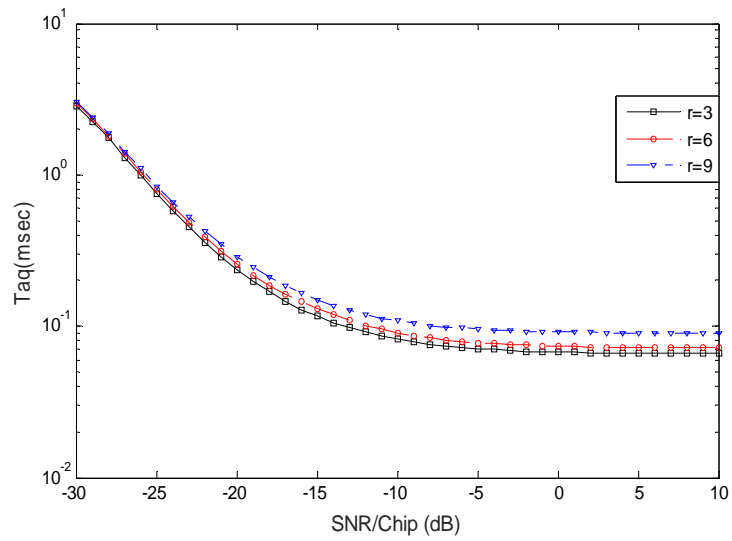


Figure3.10: Temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du nombre des cellules interférentes

Il est clair que, plus le nombre de cellules interférentes réduit, plus la probabilité de détection et le temps d’acquisition moyen deviennent meilleures.

Les figures 3.11 et 3.12 représentent la probabilité de détection et le temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR, en fonction du SNR/Chip, pour différentes valeurs du rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal ($r_o=0.1, 1$ et 10), en considérant un nombre des cellules interférentes $r = 3$, une longueur de corrélation partielle $R=128$, un nombre d’éléments de l’antenne intelligent $M=5$, un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, un nombre des cellules de référence $N_c=16$, un facteur de multiplication $\rho=1$.

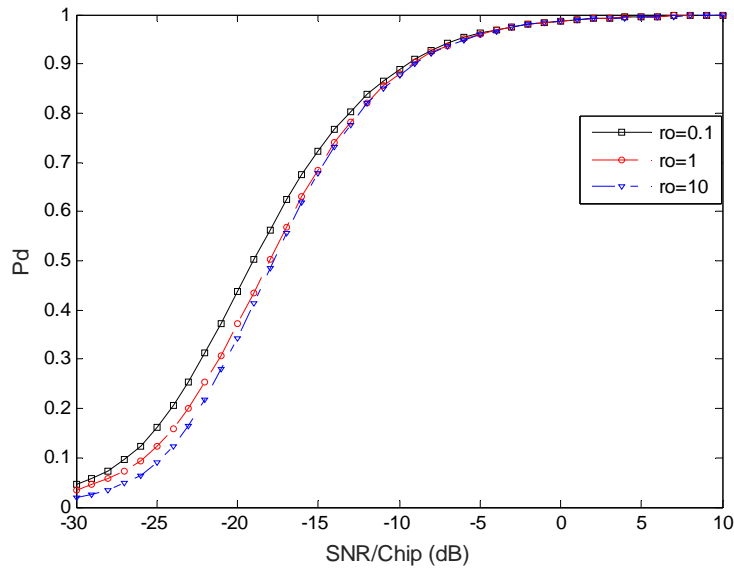


Figure 3.11: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal.

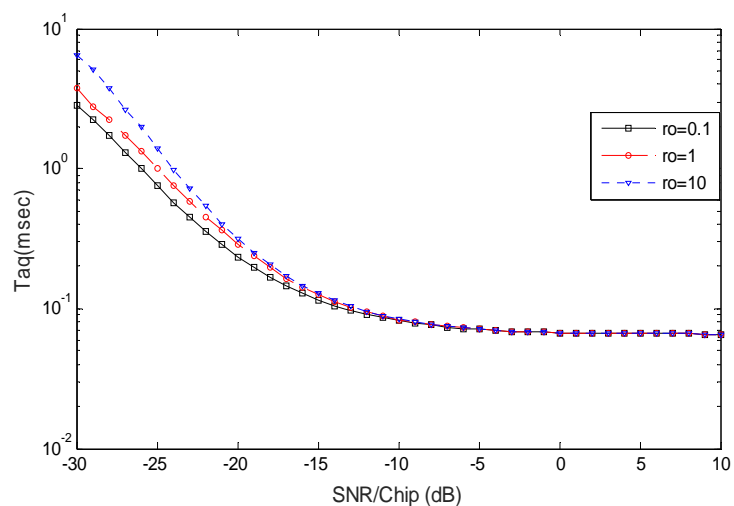


Figure 3.12: Temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal.

Pour les deux critères de performance, nous observons que la variation de la valeur du rapport de la puissance des interférences sur la puissance influe légèrement sur les performances de ce détecteur, et cela lorsque le $SNR < -12.5$ dB. Cet effet devient presque négligeable lorsque le SNR/Chip dépasse la valeur -12.5 .

Les figures 3.13 et 3.14 représentent la probabilité de détection et le temps d’acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR, en fonction du SNR/Chip, pour différentes valeurs du facteur de multiplication ($\rho=0.5, 0.8, 1, 1.2$ et 1.5).

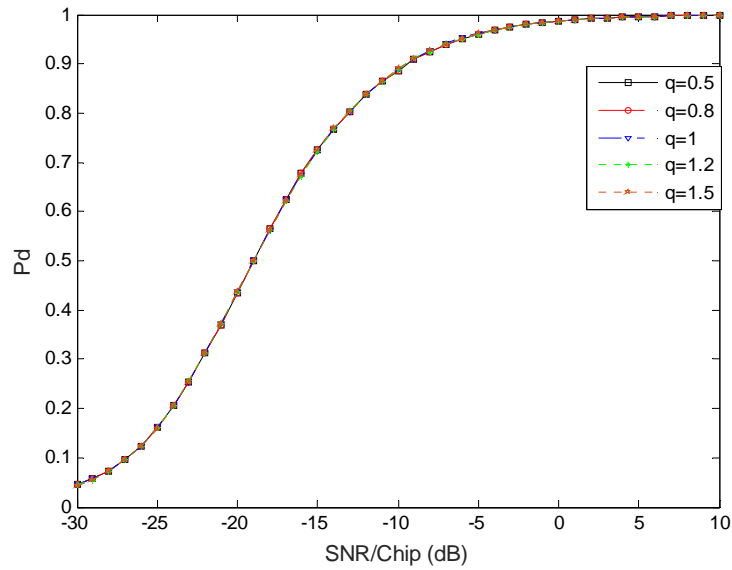


Figure 3.13: Probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du facteur de multiplication.

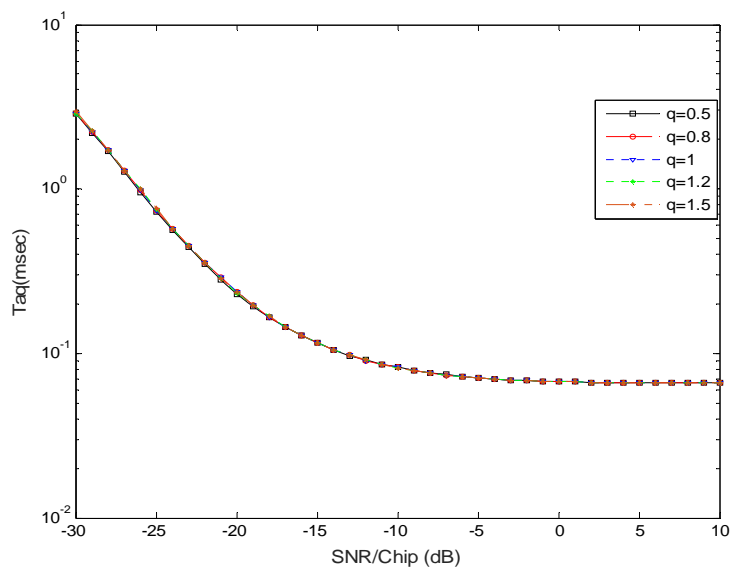


Figure 3.14: Temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs du facteur de multiplication.

Pour obtenir les courbes de comparaison, les paramètres du système sont fixés comme suit : un rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal $\rho=0.1$, un nombre des cellules interférentes $r=3$, une longueur de corrélations partielle $R=128$, un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, un nombre des cellules de référence $N_c=16$, un nombre d'éléments de l'antenne intelligent $M=5$. A partir de ces deux figures, nous remarquons que quelle que soit la valeur du facteur de multiplication, les résultats obtenus sont identiques et cela pour les deux critères de performance.

Afin de démontrer la performance et l'efficacité du système d'acquisition étudié, nous avons proposé une comparaison entre les performances du détecteur ATM-CFAR et deux autres détecteurs, à savoir le *CMLD-CFAR* et le *CA-CFAR*, en considérant les deux critères de performance précédemment étudiées (la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen).

Dans les figures 3.15 et 3.16 nous comparons les probabilités de détection et les temps d'acquisitions moyens des détecteurs ATM-CFAR et CMLD-CFAR (le nombre de cellules à censurer $k=5$), en présence de différents nombres de cellules interférentes dans la fenêtre de référence ($r=3, 6$ et 9), avec un nombre de cellules de référence de $N_c=16$, un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, une longueur de corrélation partielle $R=128$, un nombre d'éléments de l'antenne intelligent $M=5$, un rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal $ro=1$, un facteur de multiplicateur $\rho=1$.

D'après la figure 3.15, nous observons que la probabilité de détection du détecteur ATM-CFAR est diminuée légèrement lorsque le nombre de cellules interférentes augmente. Mais pour le détecteur CMLD-CFAR, elle se dégrade de manière significative. D'autre part, le temps d'acquisition moyen du détecteur ATM-CFAR augmente légèrement avec l'augmentation de r ; tandis que celui du détecteur CMLD-CFAR augmente considérablement. En plus, le détecteur ATM-CFAR donne les meilleures performances sur toute la gamme de variation du SNR/Chip on comparaison avec le CMLD-CFAR.

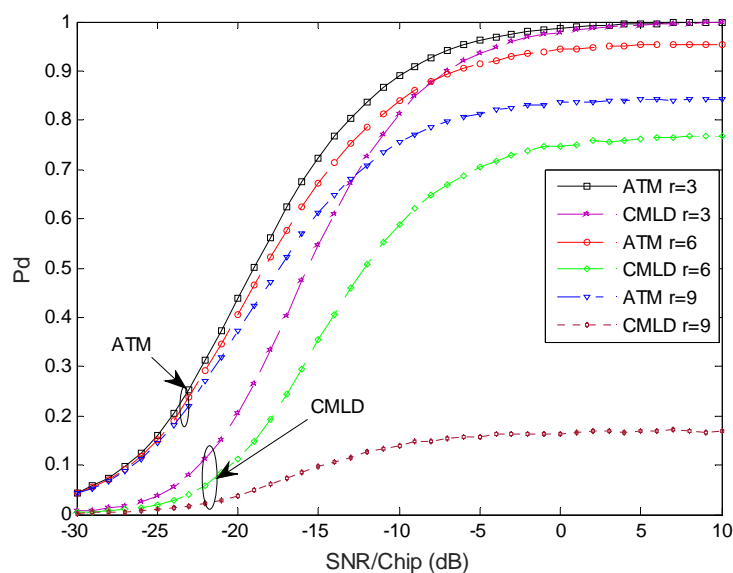


Figure 3.15: Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs adaptatif ATM et CMLD-CFAR.

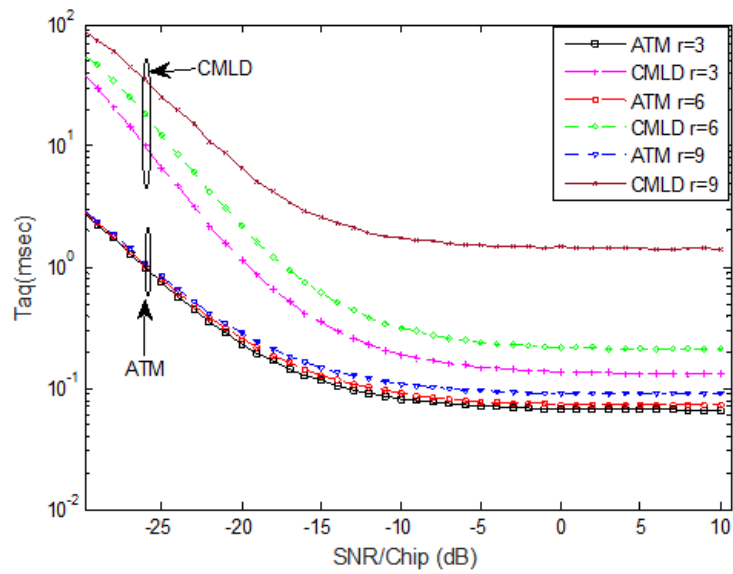


Figure 3.16: Temps d’acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs adaptatif ATM et CMLD-CFAR.

Dans les figures 3.17 et 3.18 nous comparons les probabilités de détection et les temps d’acquisitions moyens des détecteurs ATM-CFAR et CA-CFAR en présence de différents nombres de cellules interférentes dans la fenêtre de référence ($r=3, 6$ et 9), avec un nombre de cellules de référence de $N_c=16$, un taux de fausse alarme $P_{fa}=10^{-3}$, une longueur de corrélation partielle $R=128$, un nombre d’éléments de l’antenne intelligent $M=5$, un rapport de la puissance des interférences sur la puissance du signal $r_o=1$, un facteur de multiplicateur $\rho=1$.

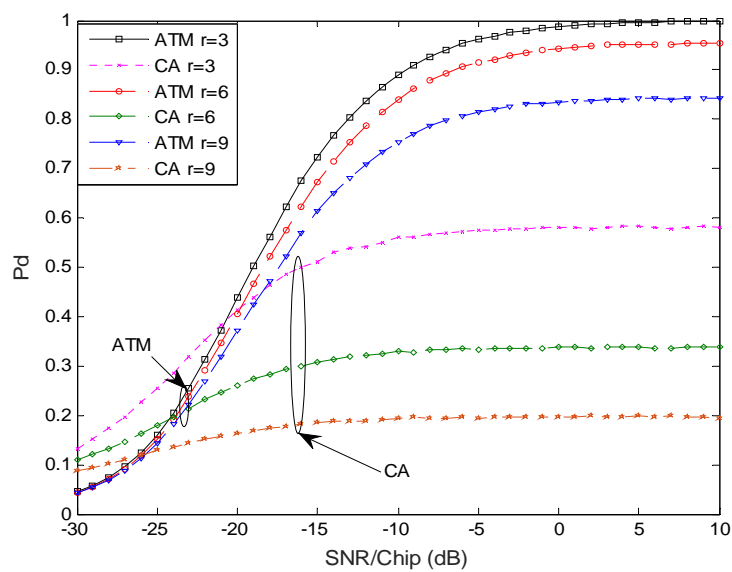


Figure3.17: Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs ATM et CA-CFAR.

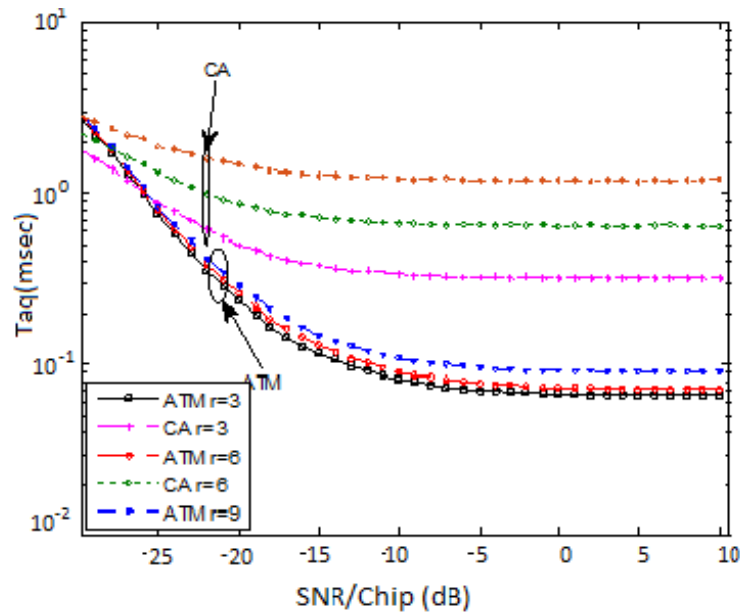


Figure 3.18: Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) pour deux les détecteurs ATM et CA-CFAR.

A partir de la figure 3.17, on remarque que plus le nombre de cellules interférentes est augmenté, plus la probabilité de détection de détecteur CA-CFAR diminue significativement par rapport à la probabilité de détection de détecteur ATM-CFAR, dont la détectabilité diminue, mais de manière lente ou quasi inexistante.

Selon la Figure 3.18, bien que le nombre de cellules interférentes ait augmenté, le temps acquisition moyen de détecteur ATM-CFAR est court, en comparaison avec le temps d'acquisition moyen du détecteur CA-CFAR, qui est plus long.

3.3 CONCLUSION

Afin d'évaluer les performances du système proposé, nous avons discuté et analysé les résultats de la simulation pour deux critères importants qui sont la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen. Les effets de divers paramètres fonctionnels, tels que le nombre d'éléments d'antennes, le nombre de cellules de référence, le taux de fausse alarme, la longueur de corrélation partielle, le nombre des cellules interférentes, le rapport puissance des interférences sur puissance de signal sont analysés ici. Les résultats obtenus montrent que les performances du système s'améliorent lorsque le nombre d'antennes augmente mais le temps d'acquisition moyen devient plus long, si la longueur de corrélation partielle devient plus grande. Pour cela, on a choisi une longueur de corrélation partielle égale à 128 (Compromet entre la valeur qui maximise PD et minimise T_{acq} sur tout l'intervalle du SNR/Chip).

Ensuite, nous avons comparé les performances du détecteur ATM-CFAR avec d'autres détecteurs, tels que le CMLD-CFAR et le CA-CFAR. A l'aide des résultats obtenus, nous observons que le détecteur ATM-CFAR donne les meilleurs résultats en détection lorsque le nombre de cellules interférentes augmente, en le comparant aux autres détecteurs CFAR, et cela démontre son efficacité et robustesse.

**CONCLUSION
GENERALE**

1. CONCLUSION

Dans ce travail nous avons traité le problème de l'acquisition adaptative des séquences Pseudo-aléatoires PN utilisées dans les systèmes de communication à spectre étendu et plus précisément dans le système DS-CDMA. Par conséquent, dans ces systèmes la communication basée sur un processus le plus important, c'est la synchronisation, qui est effectuée en deux phases, l'acquisition et la poursuite.

Dans les cas où l'environnement n'est pas homogène et le signal est non stationnaire, le seuil fixe devient manquant d'optimalité. Ces faits conduisent à l'utilisation de la technique du taux de fausse alarme constant (CFAR, Constant False Alarm Rate) dans la réception qui utilise le seuil adaptatif pour la détection du signal.

Dans le chapitre 1, nous avons discuté certaines techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communication, tels que le TDMA, FDMA, CDMA...etc. et cité ses caractéristiques et ses types les plus importants, en plus, les différentes techniques de CDMA sont présentées. Nous avons également discuté les techniques d'étalement spectre et certains de ses avantages et inconvénients. Ensuite, nous avons défini la synchronisation et expliqué ses différentes étapes et les techniques les plus importantes impliquées dans ce processus, telles que les stratégies de recherche et les particuliers des détecteurs, et en terminant en rappelant les types de codes traités par ce processus.

Dans le chapitre 2, nous avons expliqué les techniques du seuillage et leur rôles dans le processus de détection et les caractéristiques de chaque technique. Puis, nous avons donné un aperçu sur certains types des détecteurs adaptatifs, tels que le CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR, CMLD-CFAR, et ATM-CFAR, et de leur fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté les concepts de base résumés dans certains éléments comme les antennes intelligentes, les corrélateurs, l'algorithme LMS (Least Mean Square), la construction de l'algorithme ATM-CFAR et l'enchaînement des structures selon le principe de son fonctionnement dans le système d'acquisition, avec une stratégie de recherche série qui adopte la diversité des antennes à la réception, et nous donnons le schéma fonctionnement de ce système. Ensuite, nous avons introduit les lois de probabilités et les expressions de la probabilité fausse alarme et la probabilité de détection en plus de celle du temps d'acquisition moyen.

Dans le chapitre 3, on a présenté la discussions des résultats obtenus avec les simulations du système étudié pour divers paramètres fonctionnels et essayer d'estimer leur effets sur les performances du système d'acquisition, et ensuite on a fait des comparaisons sur l'efficacité de ce système, entre les performances du détecteur ATM-CFAR et les détecteurs CMLD-CFAR et CA-CFAR.

Les résultats de simulation obtenus du système proposé indiquent que l'augmentation du nombre d'antennes assure une augmentation significative des performances du système ainsi que la durée de la corrélation partielle qui améliore le processus de détection, mais augmente le temps d'acquisition moyen. Les cellules de référence sont des métabolites qui améliorent la performance du système, mais avec une légère augmentation.

Enfin, en comparant les performances du détecteur ATM-CFAR avec les détecteurs CMLD-CFAR et CA-CFAR pour différentes valeurs du nombre de cellules interférentes, nous avons remarqué que les performances de l'ATM-CFAR ne sont pas affectées et que celles des deux autres détecteurs diminuent de manière significative, tandis que la performance ATM-CFAR diminue de façon légère. Cela confirme la cohérence et la robustesse de ce détecteur dans des cas similaires des conditions de l'environnement.

2 PERSPECTIVES

En perspective, on propose d'évaluer l'efficacité et la robustesse de l'algorithme ATM-CFAR avec d'autres stratégies de recherche, telles que les stratégies double-dwell et hybride.

En plus, on peut faire une comparaison entre les performances des deux algorithmes de censure automatique (l'ODV-CFAR et l'ATM-CFAR), qui sont appliqués pour résoudre le problème de l'acquisition adaptative des séquences PN dans les environnements non homogènes.

Références

Référence

- [1]. R. Michael Buehrer Code Division Multiple Access (CDMA), Morgan & Claypool, 1st Edition, 2006.
- [2]. M. Lourdiane, CDMA à séquence directe appliqué aux communications optiques, Thèse de Doctorat, ENST Paris, 2005.
- [3]. <https://www.tairadioacademy.com/topic/the-difference-between-fdma-and-tdma-1/>
- [4]. M. A. Abu-Rgheff, Introduction to CDMA wireless communications, Academic Press, 1st Edition, 2007.
- [5]. M. Hendaoui, Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes. Application aux modes FDD et TDD de l'UMTSP, Thèse Doctorat, Université de Biskra, 2014.
- [6]. V. P. Ipatov, Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications, John Wiley & Sons, 2005.
- [7]. G. L. Stüber, Principles of Mobile communication, Springer, 2017.
- [8]. L. 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.
- [9]. A. Aissaoui, Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS, Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [10]. L. Hanzo, J. S. Blogh, S. Ni, 3G, HSPA and FDD versus TDD Networking Smart Antennas and Adaptive Modulation, 2nd edition, John Wiley & Sons, 2008.
- [11]. M. Barkat, Signal detection and estimation, 2nd edition, Artech House, 2005.
- [12]. S. Benkrinah, la synchronisation CFAR dans les systèmes de communications CDMA, Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2018.
- [13]. 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.
- [14]. A. Sofwan, 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.