

**UNIVERSITE KASDI MERBAH-OUARGLA**  
**FACULTE DES NOUVELLES TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA**  
**COMMUNICATION**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET DE TELECOMMUNICATION**



**Mémoire de fin d'études**

**En vue de l'obtention du diplôme de**

**Master académique**

**Domaine : Télécommunication**

**Filière : Télécommunication**

**Spécialité : Systèmes de Télécommunication**

**Présenté par :**

**BOUAZZA Ilham**

**YAZI Rokaya**

**Thème :**

**Amélioration de l'acquisition adaptative  
des séquences PN par les techniques  
méta-heuristiques: étude comparative**

Soutenu publiquement

Le :23/06/2021

Devant le jury :

NaceurAounallah	MCA	Président	UKM Ouargla
SayahMoad	MAA	Examineur	UKM Ouargla
Sabra Benkrinah	MCB	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Hassani M. Fouad	Doctorant	Co-Encadreur	UMK Biskra

**Année universitaire 2020/2021**

## DÉDICACES

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

*Tout d'abord, louange à toi, mon Seigneur, pour ta grande générosité, et le beau cadeau de ton existence. Louange à Dieu, mon Seigneur.*

*À cette lettre infinie d'amour, de tendresse et de tendresse, à celle qui était guidée par sa lumière et par sa vue j'ai suivi celle qui souhaitait me voir réaliser ce succès, Et Dieu a voulu que ce jour vienne, et je dédie ce travail à ma mère, à mon bouclier dans lequel je me suis réfugié et dans lequel j'ai suivi la vie et qui a fendu la mer de la connaissance et de l'apprentissage pour moi, mon père, que Dieu prolonge sa vie. À mon cher Fouad époux, que Dieu le protège et le garde pour moi. À celui qui a partagé avec moi le doux et l'amer de la vie, sous le même toit, mes frères : Mohammed Al Fatah, AbdAlwahab, et sœurs : Safaa, Faten, Imane, Rania, Anfal. Pour m'accueillir avec ma grand-mère, que Dieu prolonge sa vie. À tous ceux qui portent le titre de BOUALLA, en tête de mes proches, mes oncles et tantes, aux bougies et lumières de la maison, tous mes cousins. À tous ceux qui portent le titre de HASSAS, et au-dessus d'eux se trouvent mes oncles et tantes et tous leurs enfants. Aux meilleures personnes que j'ai connues dans ma vie, mes amis et mes proches au cours de ce parcours universitaire et surtout À mon binôme : Yazid Bekaya. À tous les professeurs qui nous ont aidés et guidés pour arriver à ce jour, Enfin, je dédie cet humble ouvrage à celui par lequel je conclus ma dédicace, à mon pays bien-aimé, l'Algérie.*

ILHAM

## DÉDICACES

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

("وَقُلْ اَعْمَلُوا فِی سَبِیْلِ اللّٰهِ عَمَلِكُمْ وَرِسُوْلَهُ وَالْمُؤْمِنُوْنَ")

صَدَقَ اللّٰهُ الْعَظِیْمُ

Mon Dieu, la nuit n'est bonne qu'en te remerciant, et le jour n'est pas bon pour ton obéissance... et les moments ne sont doux qu'en souvenir de toi... et l'au-delà n'est pas doux sans ton pardon.. Et le ciel n'est doux qu'en te voyant... Dieu Tout-Puissant. A celui qui a transmis le message et a rempli la confiance. et a conseillé la nation et a démêlé le chagrin. Au prophète de la miséricorde et de la lumière des mondes, notre maître Muhammad, que les prières et la paix de Dieu soient sur lui. A celui que Dieu a confié avec prestige et dignité. A celui qui m'a appris à donner sans attendre. A celui qui porte fièrement son nom. Je demande à Dieu de prolonger ta vie pour voir les fruits qui se sont manifestés. Récoltés après une longue attente. Et vos paroles resteront des étoiles qui les guident aujourd'hui, demain et pour toujours (Mon cher père, que Dieu prolonge sa vie). A la fontaine qui ne se lasse pas de donner A celle qui a tissé mon bonheur avec des fils tissés de son cœur à mon ange dans la vie. Au sens de l'amour et au sens de la tendresse et de la dévotion. Au sourire de la vie et au secret de l'existence A qui sa supplication était le secret de ma réussite et de ma tendresse Mon baume chirurgical est la chose la plus précieuse que j'aie (Ma chère maman, que Dieu prolonge sa vie). À qui leur amour coule dans mes veines et mon cœur chante avec leur souvenir à mes frères : Alilo ,Didine , Azizo et Talab. A ceux qui sont plus proches de moi que mon âme, à ceux qui ont partagé avec moi le sein de la douleur, et d'eux je tire ma fierté et ma détermination de mon soutien et je partage mes joies et mes peines, mes frères : Zinti, Wafato , Kiki et Maryouma. A ceux qui ont leur bonté, mon cœur bat pour leur amour. A qui j'espère voir leur avenir radieux, si Dieu le veut, mes bien-aimés : Roti janati et Kalilo . A qui nous avons marché ensemble pour tracer ensemble le chemin du succès et de la créativité A qui nous nous sommes unis main dans la main pour récolter les fleurs du savoir A mes amis et collègues du service Communication, et surtout A mon binôme : Bouazza Ilham. A ceux qui nous ont appris des lettres d'or, des mots de perles et des phrases des expressions les plus élevées et les plus glorieuses de la science. A ceux qui ont conçu pour nous leur connaissance des lettres et leurs pensées comme un phare illuminant la biographie de la connaissance et du succès nos honorables professeurs A toute ma famille « YAZI » et à tous ceux qui ont prié pour moi, je vous dédie cet humble travail« Nous avons commencé avec plus d'une main, et nous avons souffert plus qu'eux, et nous avons souffert de nombreuses difficultés, et nous sommes ici aujourd'hui, Dieu merci ».

Rokaya





## REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant de nous avoir accordé les bénédictions pour accomplir ce travail. À Lui soient la louange et les bénédictions.

Nos sincères remerciements vont à notre promotrice Mme. Sabra Benkrinah pour sa supervision, sa patience et son soutien pendant la réalisation de notre mémoire.

Nos remerciements vont aussi à Mr. Hassani Muhammad Fouad pour son aide continue et illimitée.

Nous adressons également nos sincères remerciements aux membres du jury, Mr. Naceur Aounallah et Mr. Mohamed Sayah Moad, pour leur acceptation de juger notre travail et de l'enrichir de leurs suggestions.

Enfin, nous adressons nos remerciements à tous les enseignants qui nous ont apporté leurs connaissances et leurs encouragements tout au long de notre parcours pédagogique.

## Liste des matières

DÉDICACES .....	I II
REMERCIEMENTS.....	III
liste des matieres .....	IV
liste des tableaux .....	VI
liste des figures.....	VII
liste des abreviations .....	IX
introduction generale.....	1
chapitre I :..... notions de base des communications a spectre etendu	
I-1-introduction : .....	5
I-2-technique d'accès multiples : .....	5
I-3-étalement de spectre : .....	7
I-4-type d'étalement de spectre :.....	7
I-4-1-ETALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE (DS-SS) : .....	8
I-4-1-1-EMETTEUR DS-CDMA : .....	8
I-4-1-2-RECEPTEUR DS-CDMA : .....	9
I-5-synchronisation : .....	10
I-6-acquisition de code pn pour le recepteur a sequence directe .....	10
I-7-detection adaptative cfar : .....	11
I-7-1- SEUIL CFAR ADAPTATIF POUR L'ACQUISITION DE CODE PN : .....	12
I-7-2- TYPES DE DETECTEURS CFAR : .....	13
I-7-2-1-DETECTEUR CA-CFAR : .....	13
I-7-2-2- DETECTEURS GO-CFAR ET SO-CFAR : .....	14
I-7-2-3-DETECTEUR OS-CFAR : .....	15
I-7-2-4-DETECTEUR TM-CFAR :.....	15
I-7-2-4-DETECTEURS CMLD-CFAR :.....	16
I-8-detection distribuee cfar : .....	16
I-9-conclusion : .....	17
CHAPITRE II :..... description et analyse du systeme	
II.1 introduction.....	19

II.2 description du systeme propose.....	19
II.3 analyse de systeme.....	22
II.3.1 MODELE DE SIGNAL REÇU.....	22
II.3.2 CORRELATEUR .....	23
II.3.3 ANTENNE INTELLIGENTE (PROCESSUS LMS) .....	25
II.3.4 PROCESSEUR CMLD-CFAR .....	27
II.3.6 PROBABILITES DE FAUSSE ALARME .....	27
II.3.7 PROBABILITES DE DETECTION .....	29
II.3.8 TEMPE D'ACQUISITION.....	30
II.3.9 CENTRE DE FUSION : .....	30
II.3.9.1 REGLE DE FUSION AND .....	30
II.3.9.2 REGLE DE FUSION OR .....	30
II.4 problematique et contribution.....	30
II.5 techniques metaheuristique .....	31
II.5.1 TECHNIQUE PSO .....	31
II.5.2 TECHNIQUE AG .....	32
II.5.3 TECHNIQUE BBO.....	32
II.5.4 TECHNIQUE SFLA.....	32
II.5.5 TECHNIQUE TLBO .....	33
II.6 conclusion .....	33
<b>CHAPITRE III :resultats et discussion</b>	
III.1 introduction .....	35
III.2 resultats et discussion .....	35
III.2.1 HYPOTHESES .....	35
III.2.2 SCHEMAS FONCTIONNELS DES DIFFERENTS ALGORITHMES META- HEURISTIQUES .....	35
III.2.3 DISCUSSION DES RESULTATS :.....	39
III.4 conclusion.....	50
conclusion generale .....	51
references.....	51
<b>RESUMES</b>	

**Liste des tableaux**

<b>Tableau III.1</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour la règle de fusion AND.	40
<b>Tableau III.2</b>	Paramètres estimés en utilisant l'algorithme d'optimisation TLBO pour la règle de fusion AND et différentes valeurs de M et Pfa.	43
<b>Tableau III.3</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes pour la règle de fusion AND et l'algorithme d'optimisation TLBO des deux types de détecteurs.	44
<b>Tableau III.4</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour les règles de fusion AND et OR.	46
<b>Tableau III.5</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes pour les règles de fusion AND et OR et différents nombres de cellules de référence.	46
<b>Tableau III.6</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation de la règle de fusion OR pour les deux types de détecteurs.	49
<b>Tableau III.7</b>	Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation de la règle de fusion OR pour différents nombres de détecteurs et cellules de référence.	50

## Liste des figures

<b>figure I.1</b> : techniques d'accès multiple : (a) la technique fdma, (b) : la technique tdma et (c) : la technique cdma.....	6
<b>figure I.2</b> : différentes techniques cdma. ....	6
<b>figure I.3</b> : système d'étalement de spectre. ....	7
<b>figure I.4</b> : émetteur ds-cdma.....	8
<b>figure I.5</b> : récepteur ds-cdma non-cohérent.....	9
<b>figure I.6</b> : récepteur ds-cdma cohérent.....	9
<b>figure I.7</b> : circuit général d'acquisition. ....	11
<b>figure I.8</b> : effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la probabilité de fausse alarme pour un seuil fixe. ....	12
<b>figure I.9</b> : détecteur d'acquisition de code pn adaptatif.....	13
<b>figure I.10</b> : schéma des détecteurs ca-go-so-cfar. ....	14
<b>figure I.11</b> : schéma du détecteur os-cfar. ....	15
<b>figure I.12</b> : système de détection distribuée avec un centre de fusion. ....	17
<b>figure II.1</b> : schéma fonctionnel du système de communication proposé. ....	21
<b>figure II.2</b> : corrélateur avec les composants en phase ( $I$ ) et en quadrature de phase ( $Q$ ). ....	24
<b>figure III.1</b> : schéma fonctionnel des algorithmes :(a) ga ; (b) pso.....	36
<b>figure III.2</b> : schéma fonctionnel des algorithmes :(a) bbo ; (b) sfla. ....	37
<b>figure III.3</b> : schéma fonctionnel de l'algorithme tlbo.....	38
<b>figure III.4</b> : probabilité de détection en fonction du snr/chip (db), en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour la règle de fusion and. ....	40
<b>figure III.5</b> : temps d'acquisition en fonction du snr (db), en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour la règle de fusion and. ....	40
<b>figure III.6</b> : probabilité de détection en fonction du snr/chip (db) pour différentes valeurs de $d$ , en considérant la règle de fusion and.....	41
<b>figure III.7</b> : probabilité de détection en fonction du snr/chip (db) pour différentes valeurs de $P_{fa}$ et $M$ , en considérant la règle de fusion and.....	42
<b>figure III.8</b> : temps d'acquisition moyen en fonction du snr/chip (db) pour différentes valeurs de $P_{fa}$ et $M$ , en considérant la règle de fusion and. ....	43
<b>figure III.9</b> : probabilité de détection en fonction du snr/chip (db) pour la règle de fusion and et l'algorithme d'optimisation tlbo des deux types de détecteurs. ....	44



<b>figure III.10:</b> comparaison entre les probabilités de détection de l'algorithme tlbo pour les deux règles de fusion and et or. ....	46
<b>figure III.11 :</b> comparaison entre les temps d'acquisition de l'algorithme tlbo pour les deux règles de fusion and et or. ....	47
<b>figure III.12 :</b> comparaison entre les probabilités de détection de l'algorithme tlbo pour les deux règles de fusion and et or et différents nombres de $NC$ . ....	47
<b>figure III.13 :</b> probabilité de détection en fonction de $\text{snr}/\text{chip}$ (db) dans l'algorithme tlbo pour la règle de fusion or et nombre différents de $NC$ et $M$ . ....	49
<b>figure III.14 :</b> temps d'acquisition moyen en fonction de $\text{snr}/\text{chip}$ (db) de l'algorithme tlbo pour la règle de fusion or et nombre différents nombre de $N$ . ....	50

## Liste des abréviations

AG : Algorithmes Génétiques

AWGN : Additive White Gaussian Noise

BBO : Biogeography-Based-Optimization

BPSK : Binary Phase Shift Keying

CA-CFAR : Cell Averaging-CFAR

CDMA : Code Division Multiple Access.

CFAR : Constant False Alarm Rate

CMLD-CFAR: Censored Mean Level Detector-CFAR

CUT: Cell Under Test

DDL: Delay Lock-Loop

DOA: direction of arrival

DS-CDMA: Direct Sequence-CDMA

DS/SS: Direct Sequence-Spread Spectrum

FFH-CDMA: Fast Frequency Hopping CDMA

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FH/CDMA: Frequency Hopping CDMA

GO-CFAR: Greatest-Of-CFAR

HSI : Habitat Suitability Index

iid : independent and identically distributed

LMS : Least Mean Square

MAI : Multiple Access Interference

MGF : Moment Generating Function

MSE : Mean Square Error

MTLAB :Matrix laboratory.

OEP :Optimisation par Essaims de Particules

OS-CFAR : OrderStatistic-CFAR

Pd : La probabilité de détection  
PDF :ProbabilityDensityFunction  
Pfa : Probabilité de fausse alarme  
PN : Pseudo-Noise  
PSK: Phase Shift Keying  
PSO: Particle-Swarm-Optimization  
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying.  
RLS: Recursive Least Square  
SFH-CDMA: Slow Frequency Hopping CDMA  
SFLA: Shuffled-Frog-LeapingAlgorithem  
SIR: Signal to Interference Ratio  
SIV: Suitability Index Variable  
SMI: Sample Matrix Inversion  
SNR: Signal-to-Noise Ratio  
SO-CFAR:Smallest-Of-CFAR  
TDMA: Time Division Multiple Access  
TH-CDMA: Time Hopping CDMA  
TLBO: Teaching-Learning-Based-Optimization  
TM-CFAR: Trimmed Mean CFAR



**Introduction  
générale**

### 1. INTRODUCTION

Dans un système de transmission numérique, une suite finie de symboles représente l'information. Le signal peut prendre une infinité de valeurs différentes et il est ainsi soumis à différentes formes de perturbations et d'interférences, pouvant conduire à des erreurs d'interprétation du signal recueilli par le récepteur. Au cours des dernières décennies, les applications des systèmes à spectre étalé sont passées de l'arène militaire à l'arène commerciale, en raison de sa faible probabilité d'interception et la capacité de combattre les brouillages et les interférences. Une limitation de base des systèmes à spectre étalé, et plus précisément les systèmes DS-CDMA (Direct Séquence- Code Division Multiple Access) est le temps de synchronisation nécessaire pour aligner la séquence du code PN (Pseudo-Noise) local avec la séquence d'étalement entrante. Le processus de synchronisation se compose généralement de deux étapes principales: la synchronisation grossière (ou l'acquisition) suivi de la synchronisation fine (ou la poursuite).

L'acquisition du code est l'étape la plus difficile dans un récepteur à spectre étalé [1]. Selon le mode de recherche, les méthodes d'acquisition du code PN peuvent être classées en trois schémas, à savoir les systèmes à stratégie de recherche série, parallèle et hybride. Tous ces systèmes nécessitent un détecteur à seuil, qui peut être fixe ou adaptatif, dans le processus d'acquisition. De nombreux chercheurs ont favorisé les systèmes à seuillage adaptatif pour une acquisition stable et rapide, où les valeurs de seuil sont déterminées en fonction de l'environnement. Cependant, ces systèmes ne peuvent toujours pas garantir une acquisition stable car ils n'incluent pas de mécanisme du taux de fausse alarme constant. Beaucoup de processeurs à Taux de Fausse Alarme Constant TFAC (CFAR, Constant False Alarm Rate) utilisés dans les systèmes radar ont été également appliqués pour résoudre les problèmes d'acquisition des séquences PN dans les systèmes DS-CDMA, pour combattre la variabilité et l'instabilité des probabilités de détection et de fausse alarme [2-3].

Afin d'améliorer les performances des systèmes de détection et de surveillance, l'utilisation des systèmes de détection distribuée est introduite. L'un des principaux objectifs de l'utilisation de ces systèmes est d'améliorer les performances du système comme la fiabilité, la vitesse et la contrainte sur la bande passante de la communication [4].

Dans la technique de la détection distribuée, chaque détecteur envoie, soit une décision binaire ou une forme condensée de l'information statistique, à propos des observations disponibles au niveau de chaque détecteur, vers le centre de fusion des données, où une décision finale au sujet de la présence d'un signal est faite. Cette technique peut être

appliquée à plusieurs types de détecteurs CFAR [5]. L'obtention des paramètres optimaux de ces derniers nécessite l'utilisation des techniques d'optimisation, vu le grand nombre des inconnus par rapport au nombre des équations disponibles.

En conséquence, cette étude présente un système d'acquisition à seuillage adaptatif basé sur la détection distribuée CFAR avec des techniques d'optimisation. Le système proposé utilise le détecteur à taux de fausse alarme constant CMLD-CFAR (Censored Mean Level Detector - Constant False Alarm Rate) pour maintenir un taux de fausse alarme constant et améliorer la robustesse du système. L'objectif de ce travail est de faire une étude comparative entre quelques méthodes méta-heuristiques d'optimisation, afin de chercher celle qui garantit les meilleures performances au sens de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen.

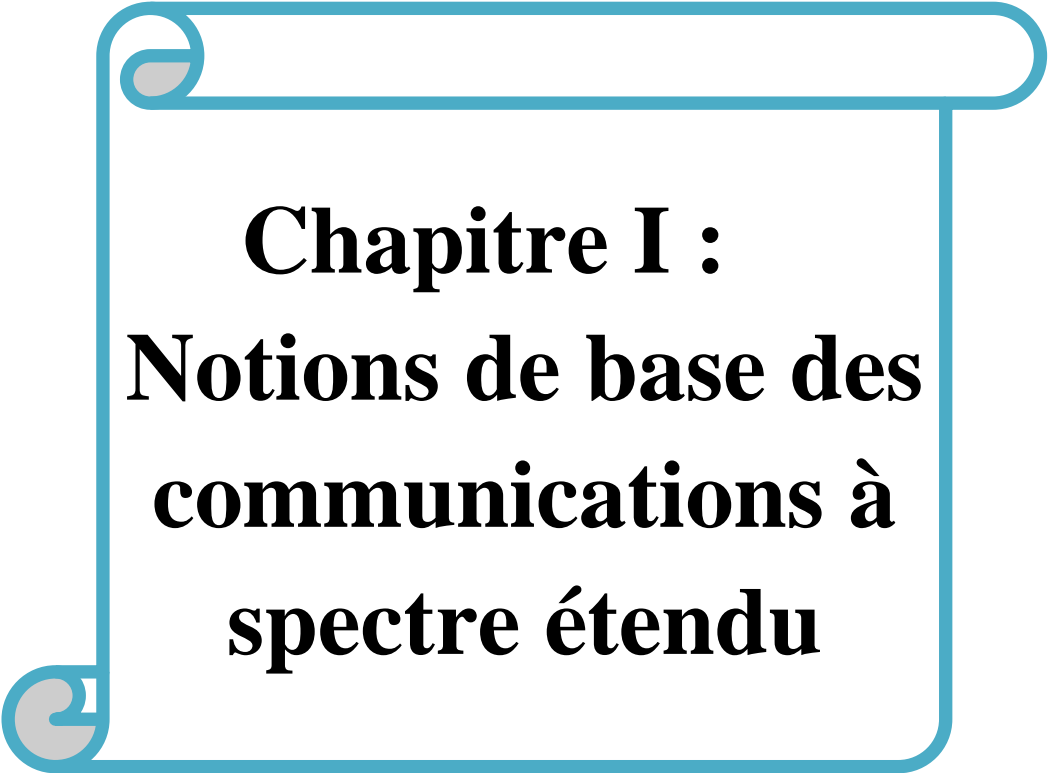
## 2. ORGANISATION DU MEMOIRE :

Le contenu de ce mémoire a été structuré en trois chapitres principaux, au-delà de celui correspondant à un résumé, une conclusion, des remerciements et des références bibliographiques :

Dans le premier chapitre, nous allons d'abord présenter les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time Division Multiple Access) et CDMA (Code Division Multiple Access) ; ainsi que, la technique d'étalement de spectre, l'acquisition, la synchronisation et la détection CFAR. Finalement, nous allons introduire la détection distribuée CFAR avec un centre de fusion de données.

Au niveau du deuxième chapitre, nous expliquerons le principe de fonctionnement de l'algorithme CMLD-CFAR. Les avantages principaux des antennes intelligentes adaptatives (utilisant l'algorithme LMS) seront aussi donnés. Aussi, la description du système étudié suivie des développements mathématiques des expressions des probabilités de fausse alarme et de détection seront détaillées. L'expression du temps d'acquisition moyen et les cinq méthodes d'optimisation considérées dans ce travail seront aussi données dans ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, la probabilité de détection et le temps d'acquisition de système étudié (détecteurs distribués CMLD-CFAR) seront élaborées et testées pour plusieurs paramètres, en utilisant les méthodes méta-heuristiques d'optimisation. Les résultats obtenus seront présentés et discutés dans ce chapitre.



**Chapitre I :**  
**Notions de base des**  
**communications à**  
**spectre étendu**

## **I-1-INTRODUCTION :**

Dans ce chapitre, nous allons présenter en premier lieu, les techniques d'accès multiple FDMA TDMA et CDMA utilisées dans les systèmes de communications radiofréquence. Nous abordons en particulier la technique d'étalement de spectre, et plus spécialement celle utilisant une séquence directe (DS-SS : Direct Sequence–Spread Spectrum). Ensuite nous allons présenter les principes fondamentaux de la détection adaptative CFAR et l'architecture de quelques types de détecteur CFAR. La fin du chapitre sera consacrée aux systèmes distribués CFAR.

## **I-2-TECHNIQUE D'ACCES MULTIPLES :**

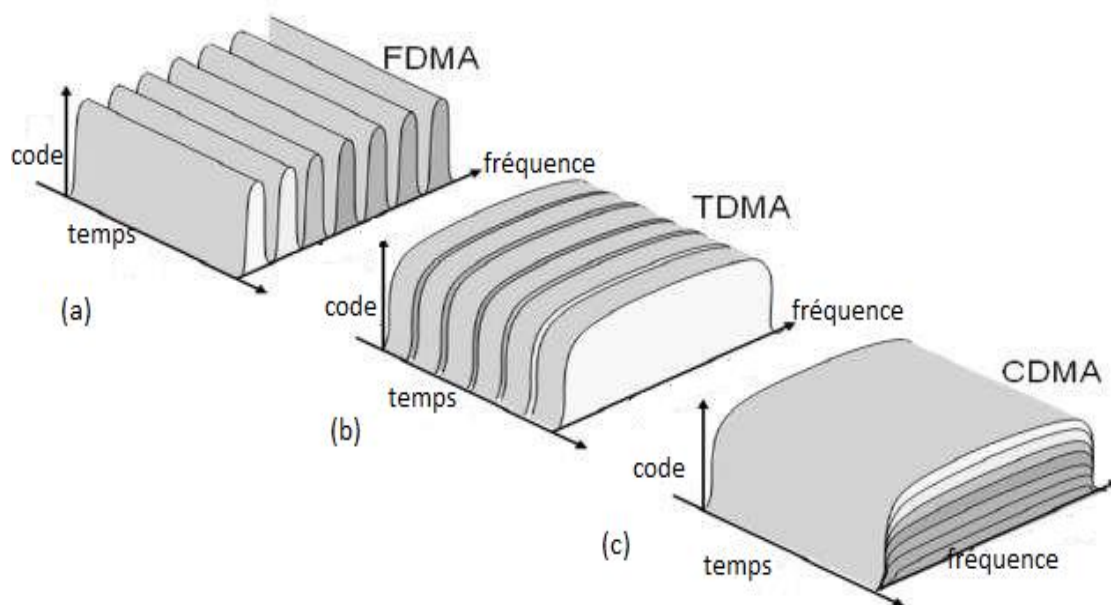
Les systèmes de communication sans fil sont l'une des technologies les plus importantes dans de nombreux domaines de notre vie quotidienne. Les communications Sans fil reposent sur les techniques d'accès multiple pour partager le spectre de fréquence limité entre les utilisateurs. Les communications à accès multiples déterminent la manière dont les signaux de plusieurs utilisateurs partagent le spectre sans ou avec peu d'interférences, de sorte que les récepteurs seront capables de distinguer les signaux des utilisateurs.

Les techniques d'accès multiple le plus couramment utilisées sont: (i) l'accès Multiple par Répartition en Fréquence (FDMA :Fréquence Division Multiple Access),(ii) l'accèsMultiple par Répartition dans le Temps (TDMA :Time Division Multiple Access) et (iii) l'Accès Multiple par Répartition par Code (CDMA : Code Division Multiple Access).En FDMA, le spectre de fréquences disponible est divisé en plusieurs bandes de fréquences qui sont attribuées à chaque utilisateur individuel comme indiqué sur [la figure I.1 \(a\)](#). Donc, tous les utilisateurs peuvent transmettre simultanément (c'est-à-dire en même temps), en utilisant ces petits canaux de bande passante. D'autre part, le TDMA divise le temps de transmission en une série d'intervalles de temps fixes répétés appelés trame ([voir la Figure I.1 \(b\)](#)).

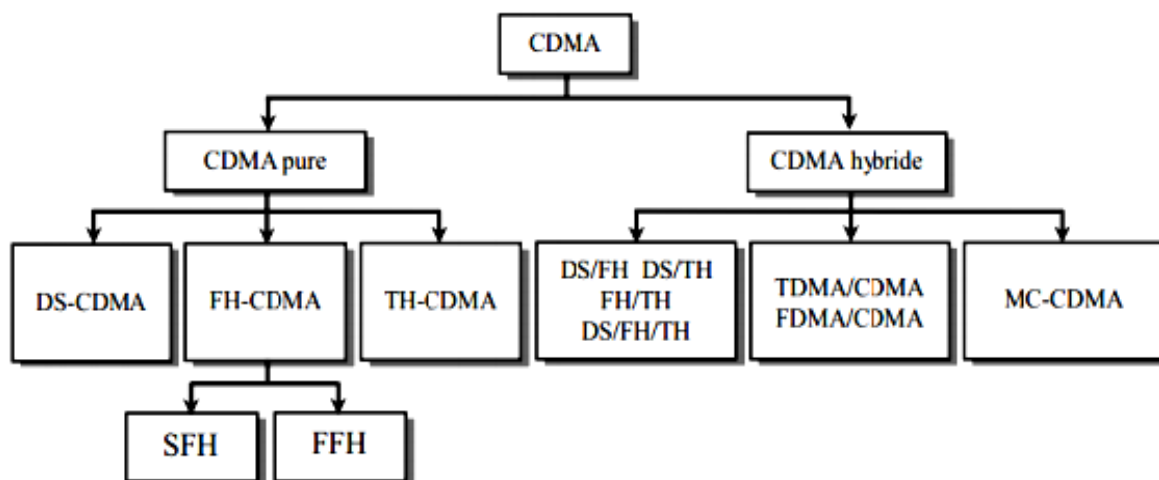
La technique CDMA qui reposent sur la technologie d'étalement de spectre, utilise une séquence pseudo-aléatoire pour convertir un signal à bande limitée à un signal à large bande qui ressemble à du bruit avant la transmission. Dans cette technique, tous les utilisateurs partagent la même bande passante en même temps. Le destinataire récupère les données en utilisant son propre code unique qui est orthogonal aux codes utilisés par les autres utilisateurs, comme montre [la figure I.1\(c\)\[6\]](#). Le CDMA est la technique de modulation la plus populaire dans le domaine des communications sans fil à spectre étalé. Des



études ont associées la technique CDMA avec d'autres techniques de multiplexage (TDMA, FDMA,...etc.), afin d'améliorer ses performances. Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première sous le nom de CDMA pure, regroupe le CDMA à séquences directes (DS-SS-CDMA : Direct Sequence-SS-CDMA), le CDMA à saut de fréquence lent ou rapide (SFH-SS-CDMA : Slow Fréquence Hopping SS-CDMA ou FFH-SS-CDMA : Faste Fréquence Hopping SS-CDMA) et le CDMA à saut de temps (TH-SS-CDMA : Time Hopping SS-CDMA). La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage [7]. Ces différentes techniques sont résumées dans la figure I.2.



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



**Figure I.2** : Différentes techniques CDMA.

### I-3-ÉTALEMENT DE SPECTRE :

Dans [8], la communication à spectre étalé est définie comme suit: «Le spectre étalé est un moyen de transmission dans laquelle le signal occupe une bande passante supérieure au minimum nécessaire pour envoyer les informations; l'étalement de bande est réalisé au moyen d'un code indépendant des données, et une réception synchronisée avec le code au récepteur est utilisé pour le dés-étalement et la récupération ultérieure des données ». À partir de cette définition, nous avons vu que l'opération d'étalement sur une large bande passante est effectuée en utilisant une séquence de codes pseudo-aléatoire (PN : Pseudo-Noise). Le signal large bande résultant sera difficile à déchiffrer, car il occupe une large bande de fréquences par rapport au signal à bande étroite, donc il sera difficile de détecter sa présence. Pour dés-étaler le signal reçu, le récepteur doit utiliser une version synchronisée du code PN utilisé pour l'étalement. La figure I-3 montre un schéma de principe de la communication à spectre étalé système. [9-10]

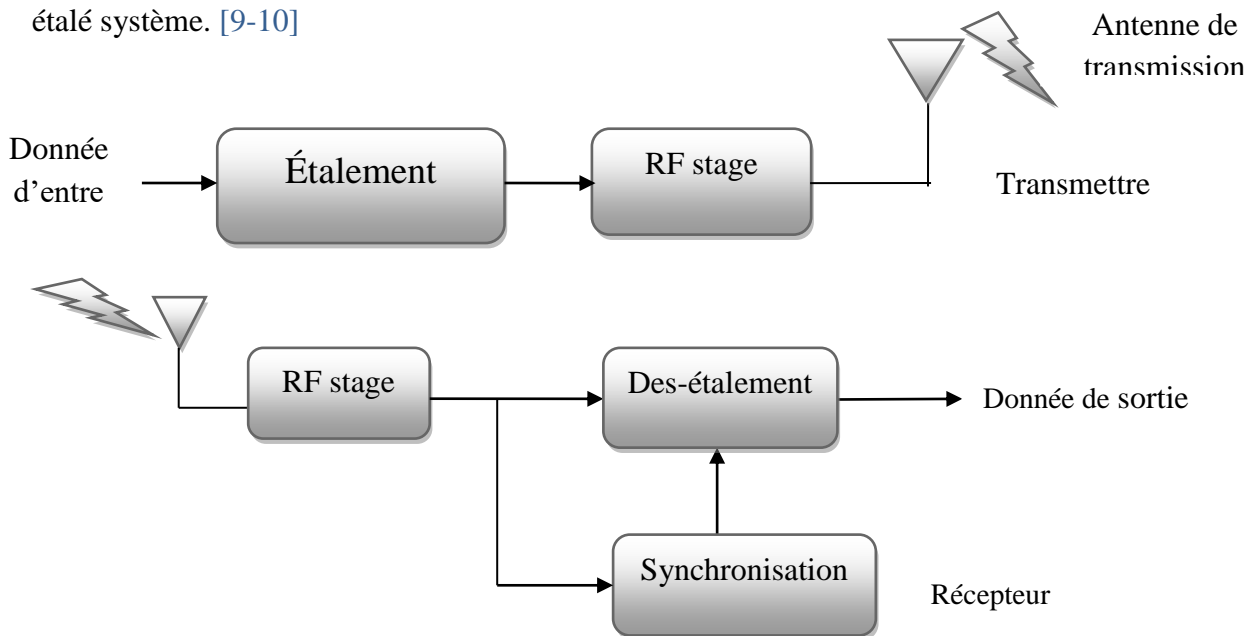


Figure I.3 : Système d'étalement de spectre.

### I-4-TYPE D'ÉTALEMENT DE SPECTRE :

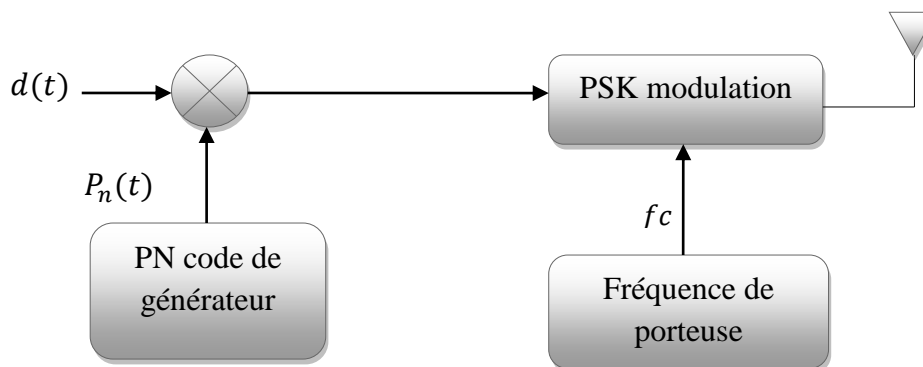
De nombreuses technologies à spectre étalé sont actuellement disponibles. L'étalement de spectre à séquence directe (DS-SS) et l'étalement de spectre à sauts de fréquence (FH-SS) étant les techniques les plus couramment utilisées. Les deux génèrent des signaux large bande contrôlés par les séquences de code PN [11].

### I-4-1-ÉTALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE (DS-SS) :

La communication à spectre étalé DS-SS est la technique de modulation la plus utilisée en raison de sa facilité de mise en œuvre. Le signal de données à bande étroite est étalé en le multipliant directement avec la séquence de code PN et transmis après avoir été modulé. Comme le débit de la séquence PN est supérieur au débit de données, le signal gagne une grande largeur de bande. Si la puissance totale du signal est interprétée comme la surface située sous la courbe de densité spectrale, nous observons que si le signal à bande étroite est étalé sur une large bande passante, le niveau de puissance du signal (la densité spectrale de puissance) est réduit et s'enfonce dans le bruit [11]. Le signal d'étalement DS transmis occupe la totalité de la largeur de bande de fréquence de manière continue et sa porteuse reste à une fréquence fixe. Au niveau du récepteur, la séquence de code PN locale est multipliée par le signal à large bande reçu pour le dés-étaler et obtenir le signal à bande étroite d'origine. Par contre, si par exemple il y a un signal de brouillage interférant, la multiplication avec le code PN l'étalera. En conséquence, l'impact du brouilleur est considérablement réduit. C'est l'une des principales raisons pour lesquelles la communication par étalement du spectre est moins vulnérable aux interférences [11].

#### I-4-1-1-ÉMETTEUR DS-CDMA :

Un schéma fonctionnel de l'émetteur DS-CDMA est illustré sur la Figure I.4.



**Figure I.4 :** Emetteur DS-CDMA.

Dans l'émetteur, le signal transmis  $d(t)$  de débit binaire  $R_d (= 1/T)$  est tout d'abord multiplié par la séquence  $P_n(t)$  de code PN ayant un débit  $R_c = 1/T_c$ , qui est un multiple entier de  $R_d$ . La multiplication a pour effet d'étaler le signal  $d(t)$  à bande étroite ( $BW_d \cong R_d$ ) sur une largeur de bande passante  $W_{ss} \cong R_c$ . Après le processus d'étalement, une modulation PSK (Phase Shift Keying) est effectuée sur le signal de bande de base obtenu pour transmettre un signal passe bande avec un décalage de phase pseudo-aléatoire. Les

techniques BPSK (Binary Phase Shift Keying ou PSK binaire) et QPSK (Quadrature Phase Shift Keying ou PSK en quadrature) sont couramment utilisées pour la modulation PSK dans les systèmes pratiques [6].

#### I-4-1-2-RECEPTEUR DS-CDMA :

Pour récupérer le signal de données  $d(t)$ , le récepteur effectuera les opérations de dés-étalement et de démodulation sur le signal d'étalement reçu. Ces opérations nécessitent une séquence de code PN locale synchronisée  $P_n(t)$  (pour l'opération de dés-étalement) et une porteuse synchronisée (pour l'opération de démodulation PSK). Par conséquent, le processus de synchronisation doit être effectué avant et pendant ces deux opérations; Il existe deux modèles de récepteurs DS-CDMA selon l'emplacement de la démodulation PSK par rapport au processus de dés-étalement. Dans le récepteur non-cohérent, le dés-étalement du signal reçu est effectué avant la démodulation PSK comme illustré sur la Figure. I.5.

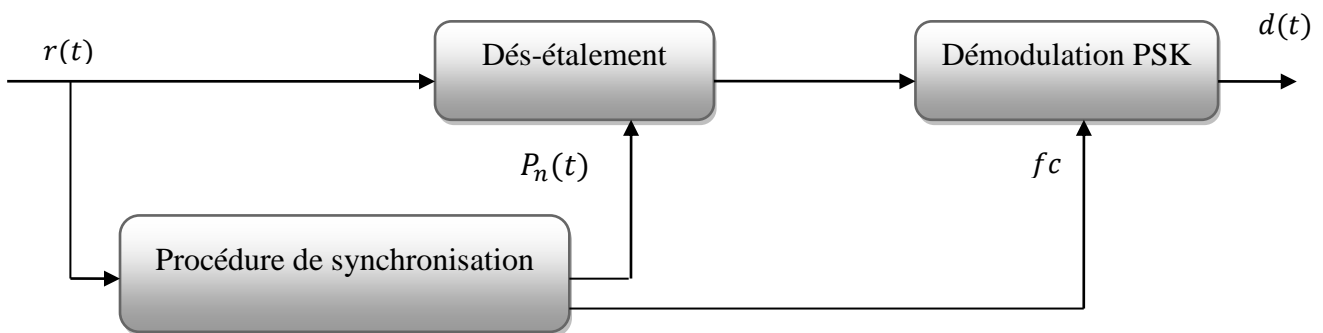


Figure I.5 : Récepteur DS-CDMA non-cohérent.

Lorsque le processus de dés-étalement est effectué après la démodulation PSK comme indiqué sur la figure I.6, le récepteur est appelé un récepteur cohérent (ou synchrone).

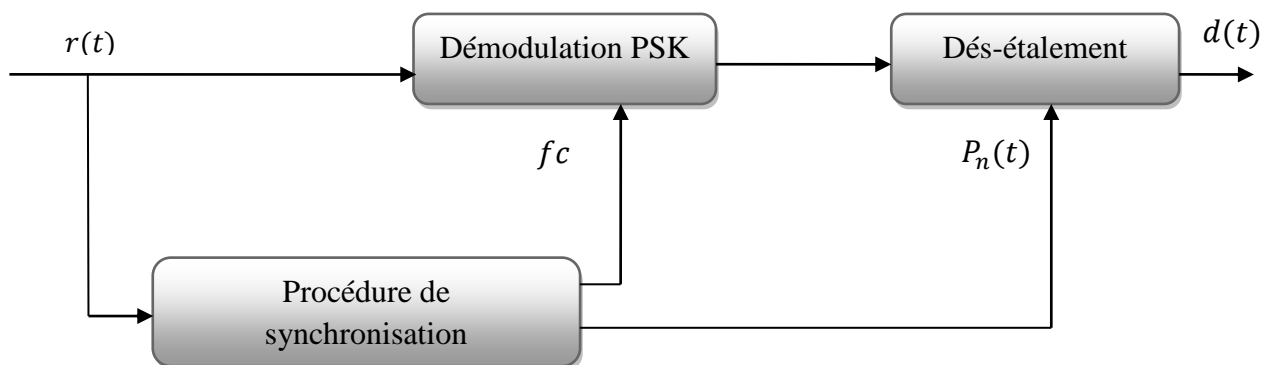


Figure I.6 : Récepteur DS-CDMA cohérent.

## **I-5-SYNCHRONISATION :**

L'analyse de la performance de tout système CDMA nécessite la synchronisation entre la phase du signal reçu, et celle du signal transmis. La synchronisation est une tâche très importante dans les systèmes à séquence directe. Elle s'effectue en deux étapes : L'acquisition qui est une synchronisation initiale et la poursuite, qui est une synchronisation fine.

L'acquisition est la tâche la plus importante et la plus difficile. Après la réussite de la phase d'acquisition, la poursuite du code devient une tâche relativement simple à accomplir : elle peut être effectuée par un circuit DLL «Delay Lock-Loop» [12]. Un récepteur à spectre étalé doit générer une séquence d'étalement synchronisée avec la séquence reçue. Tout désalignement entraîne la diminution de l'amplitude du signal à la sortie du démodulateur conformément à la fonction d'auto-corrélation ou à une auto-corrélation partielle. Les dérives d'horloge, l'incertitude de la distance et le décalage Doppler peuvent entraîner des problèmes de synchronisation. La plupart des récepteurs à spectre étalé peuvent acquérir la synchronisation de code à partir du signal reçu [13].

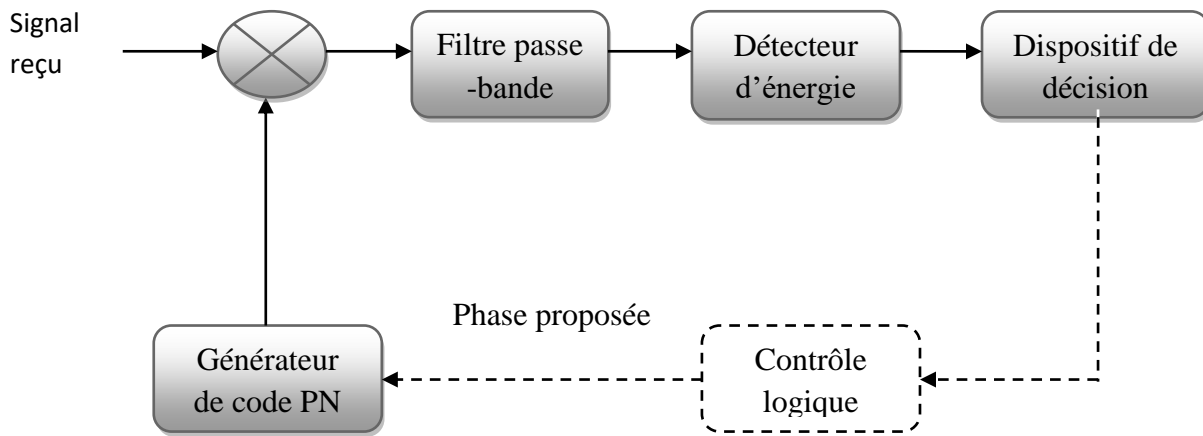
## **I-6-ACQUISITION DE CODE PN POUR LE RECEPTEUR A SEQUENCE DIRECTE :**

Dans les communications à spectre étalé, la séquence de code PN générée localement au niveau du récepteur doit être synchronisée avec la séquence de code PN reçue pour pouvoir dés-étalement le signal reçu et le détecter. La synchronisation doit être effectuée dans une petite fraction de la durée d'un chip de la séquence PN. Un signal de faible énergie arrive au démodulation de données au niveau du récepteur

Nous considérons les systèmes à séquence directe. Pour dériver l'estimation du maximum de vraisemblance de la phase du code ou du décalage temporel de la séquence d'étalement, plusieurs hypothèses sont formulées. Puisque la présence de la modulation de données empêche la synchronisation du code, on suppose que l'émetteur facilite la synchronisation en transmettant la séquence d'étalement sans toute modulation de données. Dans presque toutes les applications, qui nécessite une synchronisation du code, il est peu probable que le rapport signal/bruit (SNR : Signal-to-Noise Ratio) soit suffisamment élevé pour permettre le suivi de la porteuse par une boucle à verrouillage de phase. Le signal reçu est :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (I.1)$$

Où,  $s(t)$  est le signal utile et  $n(t)$  désigne le bruit additif gaussien blanc. Pour un système à séquence directe avec modulation PSK (voir figure I.7), le signal souhaité est :



**Figure I.7 :** Circuit général d'acquisition.

$$s(t) = \sqrt{2S}p(t - \tau) \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d t + \theta) \quad (I.2)$$

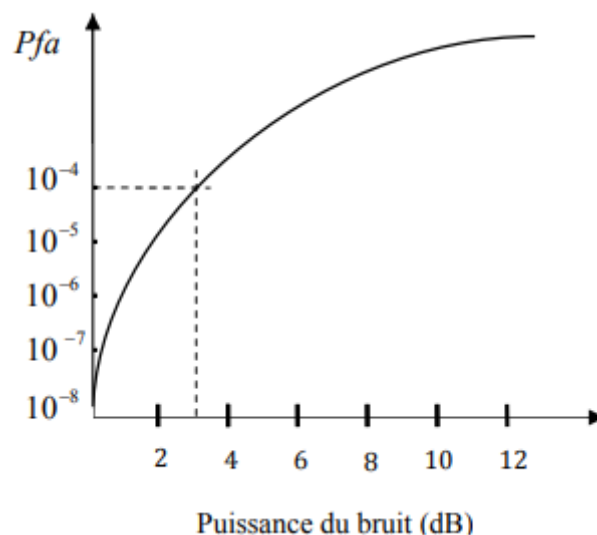
où,  $S$  est la puissance moyenne,  $p(t)$  est la séquence d'étalement,  $f_c$  est la fréquence porteuse,  $\theta$  est la phase de la porteuse aléatoire, et  $\tau$  et  $f_d$  sont la phase de code inconnue et le décalage de fréquence, respectivement, qui doivent être estimés. Le décalage de fréquence peut être dû à un décalage Doppler ou à une dérive ou une instabilité de l'oscillateur de l'émetteur [14].

Afin de décider s'il s'agit d'une poursuite ou d'une mise à jour de phase, le système d'acquisition utilise une valeur seuil. Si la valeur seuil est trop élevée, la probabilité de manque augmente. D'autre part, si le seuil est très petit, cela peut conduire à une augmentation importante de la probabilité de fausse alarme. Par conséquent, en raison des variations de la puissance du signal reçu causées par l'influence de l'environnement et la mobilité, des techniques de seuillage adaptatif basées sur le maintien du taux de fausses alarmes constant (CFAR), où la valeur seuil est définie en fonction de l'amplitude du niveau de bruit, sont préférées.

### **I-7-DETECTION ADAPTATIVE CFAR :**

L'acquisition du code PN utilisant le seuillage fixe ne peut pas s'adapter aux variations de l'environnement de communication mobile et peut entraîner un taux de fausse alarme élevé et/ou une faible probabilité de détection. Ainsi, la détection CFAR (Constant False Alarm Rate) à seuil adaptatif a prouvé sa robustesse dans les environnements de communications

mobiles [11]. L'un des principaux objectifs des systèmes de détection est de détecter un signal reçu en temps réel. Le détecteur optimal de Neyman-Pearson nécessite une description statistique complète des signaux et du bruit reçu. L'information ne peut pas être disponible auparavant et les statistiques du signal reçu peuvent ne pas être constantes (variant dans le temps). Dans les applications réelles, le problème consiste à détecter des signaux intégrés dans le bruit et les interférences. Le signal reçu change statistiquement avec une variation inconnue à cause des modifications de l'environnement. Ainsi, l'utilisation du détecteur optimal de Neyman-Pearson à seuil fixe n'est plus valable car il est très sensible à l'évolution du bruit total (bruit thermique plus écho). En fait, une légère augmentation de la puissance du bruit total entraîne une augmentation considérable dans la probabilité de fausse alarme. Ceci est illustré par la figure I.8, on remarque qu'une augmentation de la puissance du bruit de 3 dB seulement, fait multiplier la probabilité de fausse alarme nominale ( $10^{-8}$ ) par 1000 [11].

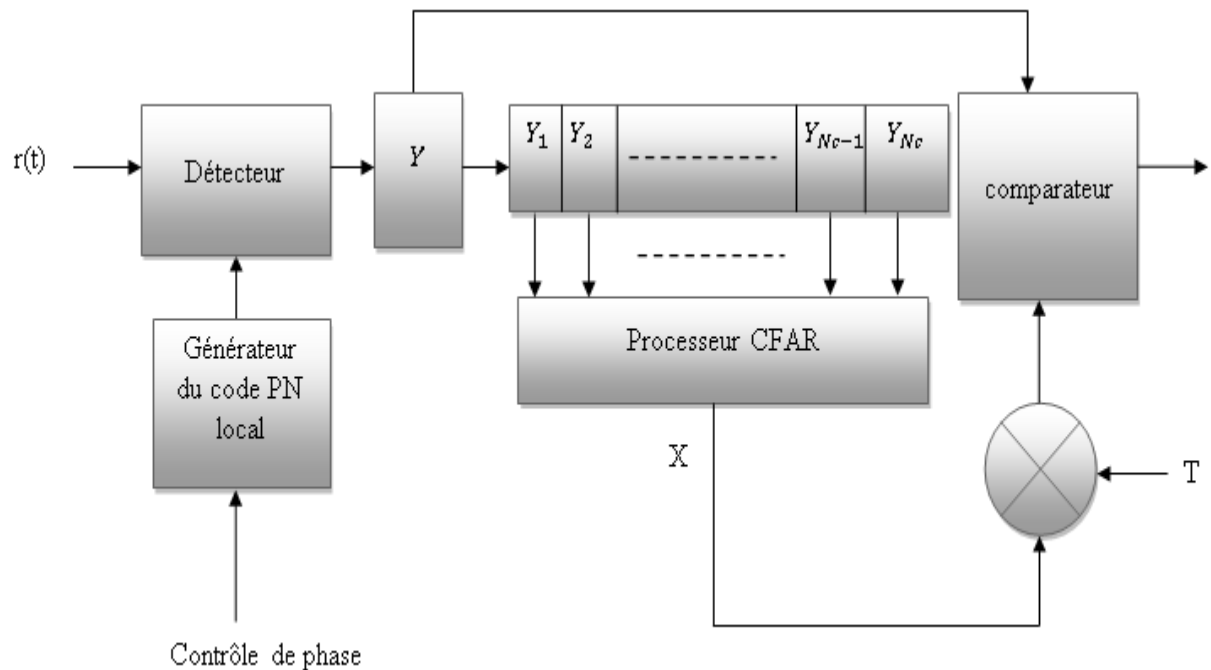


**Figure I.8 :** Effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la probabilité de fausse alarme pour un seuil fixe.

#### I-7-1- Seuil CFAR adaptatif pour l'acquisition de code PN :

Pour l'acquisition adaptative PN dans les systèmes de communication CDMA, les sorties du corrélateur sont envoyés en série dans un registre à décalage de longueur  $N_c + 1$ . Le premier registre représente la cellule sous-test (CUT : Cell Under Test), qui contient la sortie du corrélateur de la phase à examiner (en cours) ; tandis que les  $N_c$  registres représentent les cellules de la fenêtre de référence contenant les sorties de  $N_c$  phases précédentes. Le contenu des cellules de référence est utilisé pour obtenir une statistique représentante de l'estimation du niveau de la puissance du bruit, qui est ensuite

multipliée par un facteur d'échelle constant, pour obtenir la probabilité de fausse alarme souhaitée, comme illustre la Figure I.9. [15].



**Figure I.9 :** Décteur d'acquisition de code PN adaptatif.

### I-7-2- Types de décteurs CFAR :

La déctection à taux de fausse alarme constant est utilisée pour contrôler le taux de fausses alarmes. La plupart des régimes CFAR sont basés sur les observations et peuvent être considérées comme des versions du filtre en L, qui a été utilisé dans la restauration de signaux non stationnaires incorporés dans du bruit additif avec des composants impulsifs. Les processeurs CFAR à seuil adaptatif peuvent être divisés en deux classes:

- 1- Ceux qui estiment la puissance de l'environnement sur la base de calculs arithmétiques, tels que : CA-CFAR, SO-CFAR et GO-CFAR.
- 2- Ceux qui considèrent le problème de la déctection de signaux et de la suppression du fouillis, plus généralement en tant que problème d'estimation et de restauration du signal [16].

#### I-7-2-1-Décteur CA-CFAR :

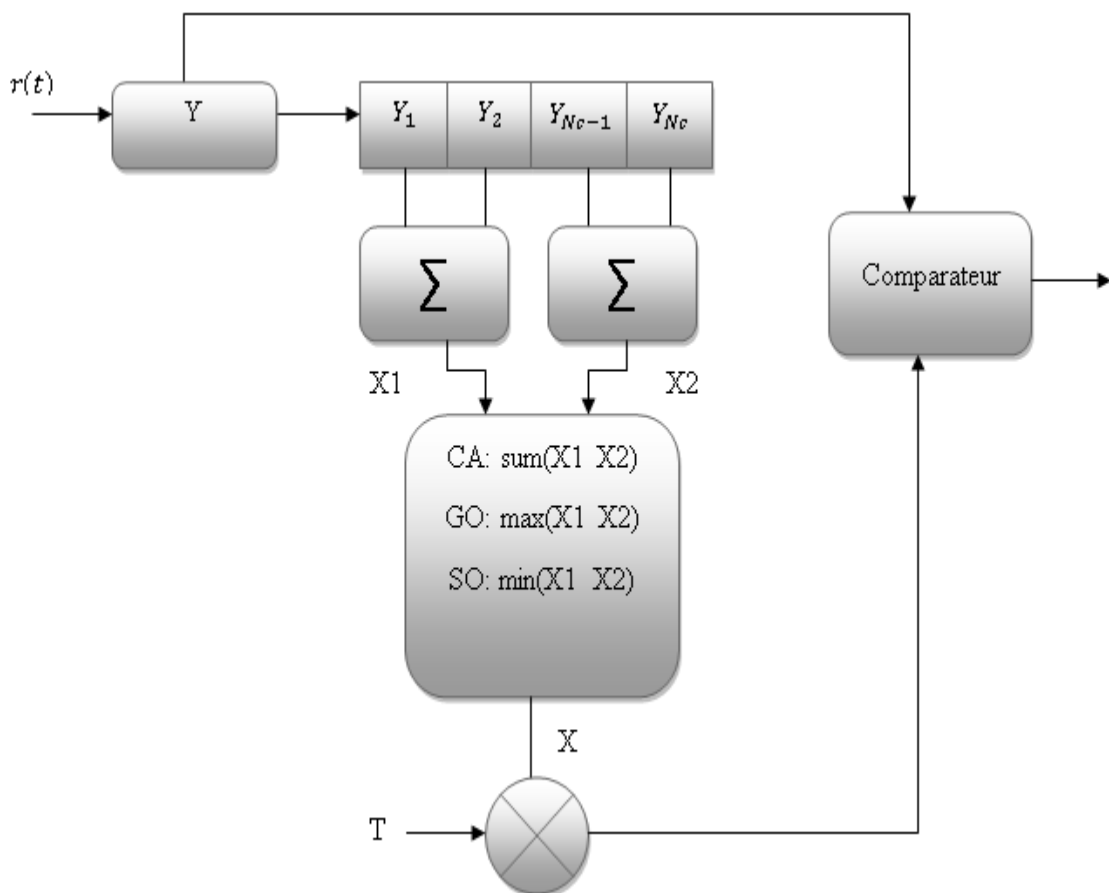
Dans le décteur CFAR à moyenne des cellules (CA:CellAveraging), nommé le CA-CFAR, le niveau de bruit est estimé en faisant la moyenne des sorties des cellules de référence. Lorsque le nombre des cellules utilisées pour estimer le niveau moyen augmente, la probabilité de déctection se rapproche à celle du décteur optimale de Neyman-Pearson, à condition que ces cellules ne contiennent que des échantillons homogènes [17]. Le décteur



CA-CFAR, tel qu'illustre la Figure I.10, consiste en ( $N_c$ ) cellules qui précèdent la cellule à tester. Le niveau moyen du bruit est estimé en prenant la somme arithmétique des cellules de référence [18].

**I-7-2-2- Détecteurs GO-CFAR et SO-CFAR :**

La plupart des processeurs CFAR ne peuvent pas maintenir une performance optimale dans tous types d'environnement. Ainsi, dans le cas d'un environnement non homogène, le détecteur GO-CFAR (Greatest-Of-CFAR) est plus adapté. Il y a deux estimateurs locaux du niveau de bruit dans le détecteur GO-CFAR. L'estimateur final du niveau de bruit consiste à sélectionner le maximum des deux estimateurs locaux. L'idée consiste à diviser la fenêtre de référence en deux demi fenêtres, l'estimation du niveau de bruit sera faite en additionnant séparément les échantillons de chacune des demi fenêtres est de prendre le maximum des deux résultats. Le comportement transitoire du détecteur GO-CFAR au fouillis du bord est supérieur à celui du détecteur CA-CFAR, mais inférieur dans le cas des fouillis stationnaires [17].



**Figure I.10 :** Schéma des détecteurs CA-GO-SO-CFAR.

Toute fois, en présence des signaux interférents dans l'une des deux fenêtres de référence, les performances du détecteur GO-CFAR se dégradent. L'utilisation du détecteur SO-CFAR (Smallest-Of-CFAR) est suggérée. Pour ce dernier, les contenus des deux demi fenêtres de référence sont additionnés, et le plus petit des deux est utilisé comme estimateur du niveau de bruit [19, 5]. La Figure I.10 représente ces types des détecteurs.

### I-7-2-3-Détecteur OS-CFAR :

Le détecteur OS-CFAR (OrderStatistic-CFAR) est conçu pour récupérer la dégradation de performance des détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR, en présence des signaux interférents. Le détecteur OS-CFAR est une version modifiée du détecteur CA-CFAR lorsque l'environnement est non homogène. Il classe d'abord dans un ordre croissant, les échantillons de la fenêtre de référence en fonction de leurs amplitudes, puis il estime la puissance du bruit en utilisant un des échantillons de la suite ordonnée [20, 21]. Comme illustre la Figure I.11.

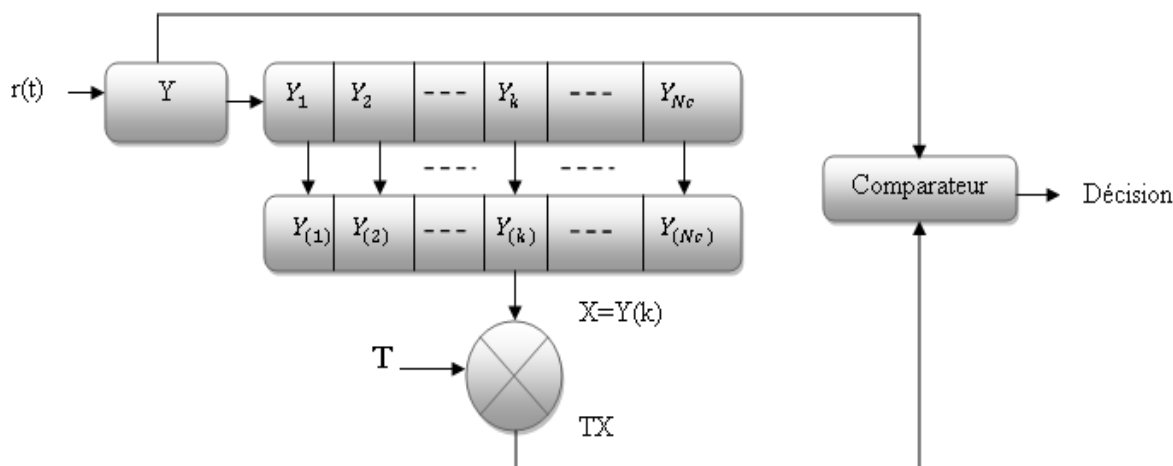


Figure I.11 : Schéma du détecteur OS-CFAR.

### I-7-2-4-Détecteur TM-CFAR :

Le détecteur à moyenne écrêtée TM-CFAR (TrimmedMean CFAR) qui a été proposé par Gandhi et Kassam[22], peut être considéré comme une généralisation du détecteur OS-CFAR, dans lequel la puissance du bruit est estimée par une combinaison linéaire des échantillons de cellules ordonnées selon leurs puissances croissantes et un certain nombre prédéfini à l'avance, des plus grandes et des plus petites valeurs sont éliminées pour qu'ensuite l'estimation soit accomplie comme dans le cas des détecteurs CA-CFAR. Cette technique est robuste en cas d'interférences et en environnement de clutter impulsif. La statistique  $X$  est donnée par [22] :

$$X = \sum_{j=T_1+1}^{Nc-T_2} y_{(j)} \quad (I.3)$$

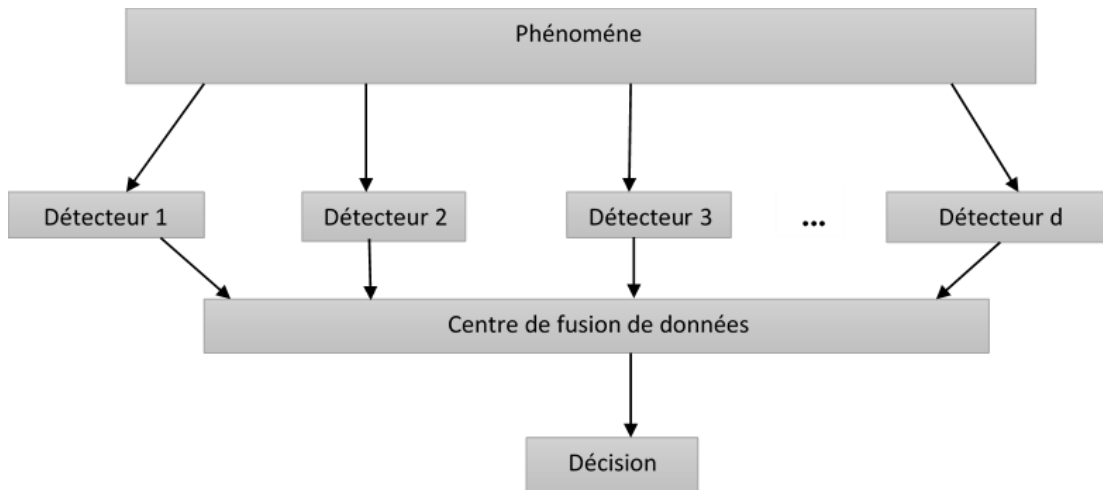
Où,  $T_1$  et  $T_2$  : représentent l'extrémité inférieure et supérieure des d'échantillons ordonnés, successivement. Autrement dit, les détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR sont des cas particuliers du détecteur TM-CFAR avec  $T_1, T_2 = (0,0)$  et  $(k - 1, Nc - k)$ , respectivement.

#### **I-7-2-4-Détecteurs CMLD-CFAR :**

Rickard et Dillard[23] ont proposé le détecteur CMLD-CFAR (CensoredMeanLevel Detector-CFAR). L'idée est de classer les échantillons en ordre croissant, et les  $k$  plus grands échantillons sont censurés. Les  $(Nc - k)$  échantillons restants sont utilisés pour l'estimation du niveau du bruit. Ce processeur donne une perte en détection négligeable dans un environnement homogène mais devient très robuste dans une situation avec un nombre de cibles interférentes qui ne dépassant pas le nombre de cellules censurées  $k$  (appelé également point de censure). Ce détecteur sera détaillé dans le chapitre suivant, puisqu'il est à la base de notre travail.

#### **I-8-DETECTION DISTRIBUEE CFAR :**

Le concept d'utilisation de plusieurs détecteurs CFAR avec la fusion de données a acquis une grande importance dans les applications de surveillance, détection et localisation des cibles radar. Dans les systèmes de détection distribués, un certain traitement du signal est effectué dans chaque détecteur et les résultats partiels sont envoyés à un processeur central ou, dans le contexte de la détection distribuée, au centre de fusion des données, comme illustre la figure I.12. Ces résultats partiels sont combinés en fonction de la règle de fusion de données appropriée pour obtenir le résultat global souhaité. Dans le cas de la détection CFAR, les résultats partiels sont les décisions de détecteurs individuels,  $D_i, i = 1, 2, \dots, d$ , où  $D_i \in \{0, 1\}$ . Les valeurs  $D_i$  sont combinées pour prendre une décision finale  $D_0$ , qui peut être égale à zéro ou à un. L'objectif des systèmes distribués CFAR est de maximiser la probabilité totale de détection ( $P_d$ ) tout en conservant la probabilité totale de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) constante [24].

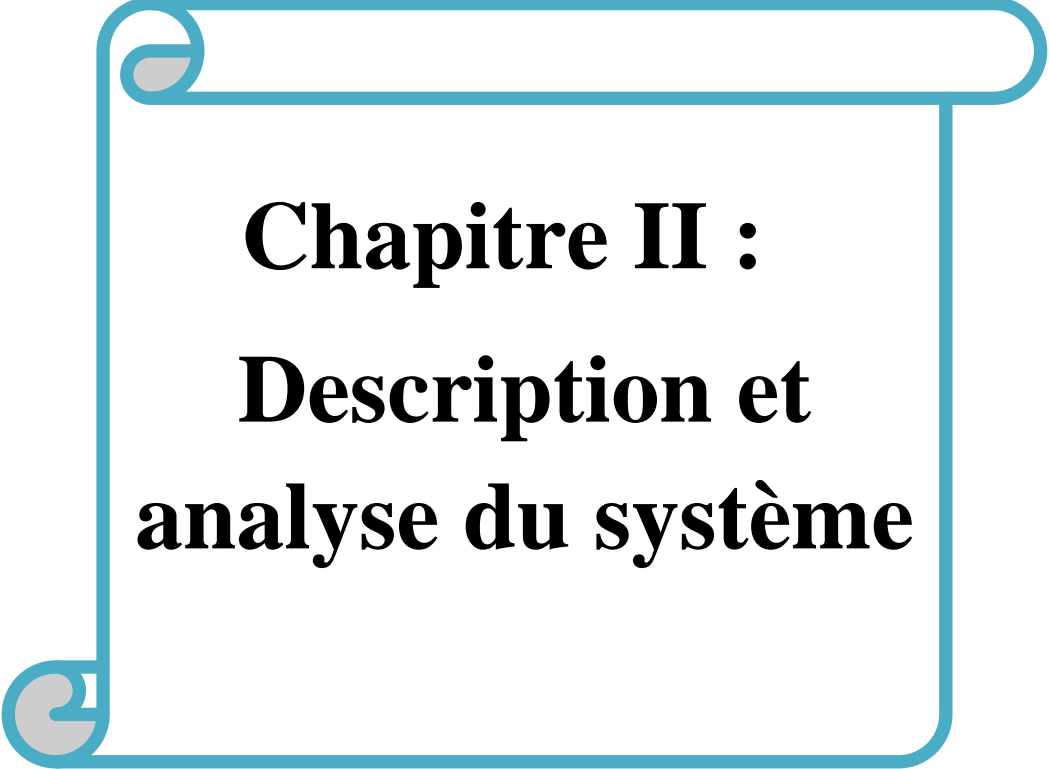


**Figure I.12 :** Système de détection distribuée avec un centre de fusion.

Deux règles de fusion sont couramment utilisées au niveau du centre de fusion des systèmes distribués CFAR : «AND» et «OR».

### **I-9-CONCLUSION :**

Nous avons présenté dans ce chapitre les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences : le multiplexage en fréquence (FDMA), en temps (TDMA) ou par code (CDMA). Nous avons donné ensuite le principe de l'étalement de spectre et en particulier celui utilisant des séquences directes. Au niveau du récepteur, l'extraction du signal informatif nécessite une synchronisation entre les codes reçus et ceux générés localement. Pour obtenir cette dernière, deux étapes sont exigées : l'acquisition des codes et la poursuite des codes, l'acquisition est aussi expliquée dans ce chapitre. La fin du chapitre est consacrée à la détection CFAR et CFAR distribué. Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter la nécessité d'utiliser des techniques d'optimisation méta-heuristiques pour améliorer les performances des systèmes d'acquisition adaptative des séquences PN.



**Chapitre II :**  
**Description et**  
**analyse du système**

## II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter en premier lieu la description et l'analyse du système proposé. Ensuite, nous allons explorer en fonction des règles de fusion "AND", "OR" les expressions mathématiques des probabilités de détection et de fausse alarme. Nous allons poser la problématique et donner la contribution. Les différentes techniques d'optimisation utilisées dans le présent travail seront présentées à la fin de ce chapitre, à savoir : PSO (Particle-Swarm-Optimization), AG (Algorithmes Génétiques), BBO (Biogeography-Based-Optimization), SFLA (Shuffled-Frog-Leaping Algorithm), et TLBO (Teaching-Learning-Based-Optimization).

## II.2 DESCRIPTION DU SYSTEME PROPOSE

Le modèle de système de communication considéré est composé de  $D$  utilisateurs provenant simultanément de l'émetteur ; tandis que, le premier usager est considéré comme l'utilisateur de synchronisation initiale dont ces performances seront évaluées. La figure II.1 montre le schéma fonctionnel du modèle de système de communication proposé. Le signal émis du  $i^{\text{ème}}$  utilisateur est donné par

$$s_i(t) = \sqrt{2P_{T_i}} b_i(t) c_i(t) \cos(\omega_c t + \xi_i) \quad (\text{II.1})$$

Où,  $P_{T_i}$  est la puissance émise du  $i^{\text{ème}}$  signal,  $b_i$  est la forme d'onde de données,  $c_i$  est la séquence d'étalement,  $\omega_c$  est la fréquence porteuse angulaire et  $\xi_i$  est la phase du  $i^{\text{ème}}$  modulateur de l'émetteur. Au début de chaque transmission, l'émetteur envoie une porteuse codée en phase sans modulation de données pour aider à la synchronisation initiale [25,26]. Par conséquent, nous supposons, pour simplifier, qu'il n'y a pas de modulation de données sur les signaux de synchronisation initiale. Les signaux des utilisateurs sont transmis via un canal de communication supposé être un canal multi-trajet à évanouissement Rayleigh. Les signaux émis sont reçus par un réseau d'antennes intelligentes de  $M$  éléments.

L'antenne intelligente dans le système proposé effectue une formation de faisceau adaptative en utilisant l'algorithme LMS (Least Mean Square) en dirigeant le diagramme de rayonnement du réseau principal vers le signal source préféré et en créant des zéros dans les directions des signaux interférents. L'algorithme LMS calcule de manière itérative les vecteurs de poids optimaux de formation du faisceau, avec des erreurs quadratiques minimales (MSE : Mean Square Error) entre la valeur de signal souhaitée et la sortie du

processeur LMS. Nous choisissons l'algorithme LMS à cause de ses avantages, tels que sa simplicité, sa facilité de mise en œuvre, sa bonne précision et ses bonnes propriétés de convergence. L'algorithme LMS a moins de calculs et est plus facile à mettre en œuvre par rapport à plusieurs algorithmes ; comme l'algorithme RLS (Recursive Least Square) et SMI (Sample Matrix Inversion). Il a également une précision aussi bonne que l'algorithme RLS.

La sortie de ce dernier est passée au bloc de prise de décision en se basant sur l'algorithme CMLD-CFAR. Nous considérons un système distribué, composé de  $d$  détecteurs locaux CMLD-CFAR. La décision à la sortie du détecteur CMLD-CFAR dépend de la suppression des  $k$  cellules de plus grandes puissances dans la fenêtre de référence. Chaque détecteur donne une décision partielle concernant l'état de l'acquisition. Les  $d$  décisions locales sont envoyées vers un centre de fusion de données, afin de prendre une décision finale selon la règle de fusion adoptée par ce dernier (AND ou OR). Si l'hypothèse  $H_0$  est décidée, il subit un décalage de phase dans le générateur de PN local pour tester une autre phase. Dans le cas où l'hypothèse  $H_1$  est vraie, la boucle de poursuite est activée et le processus d'acquisition se répète.

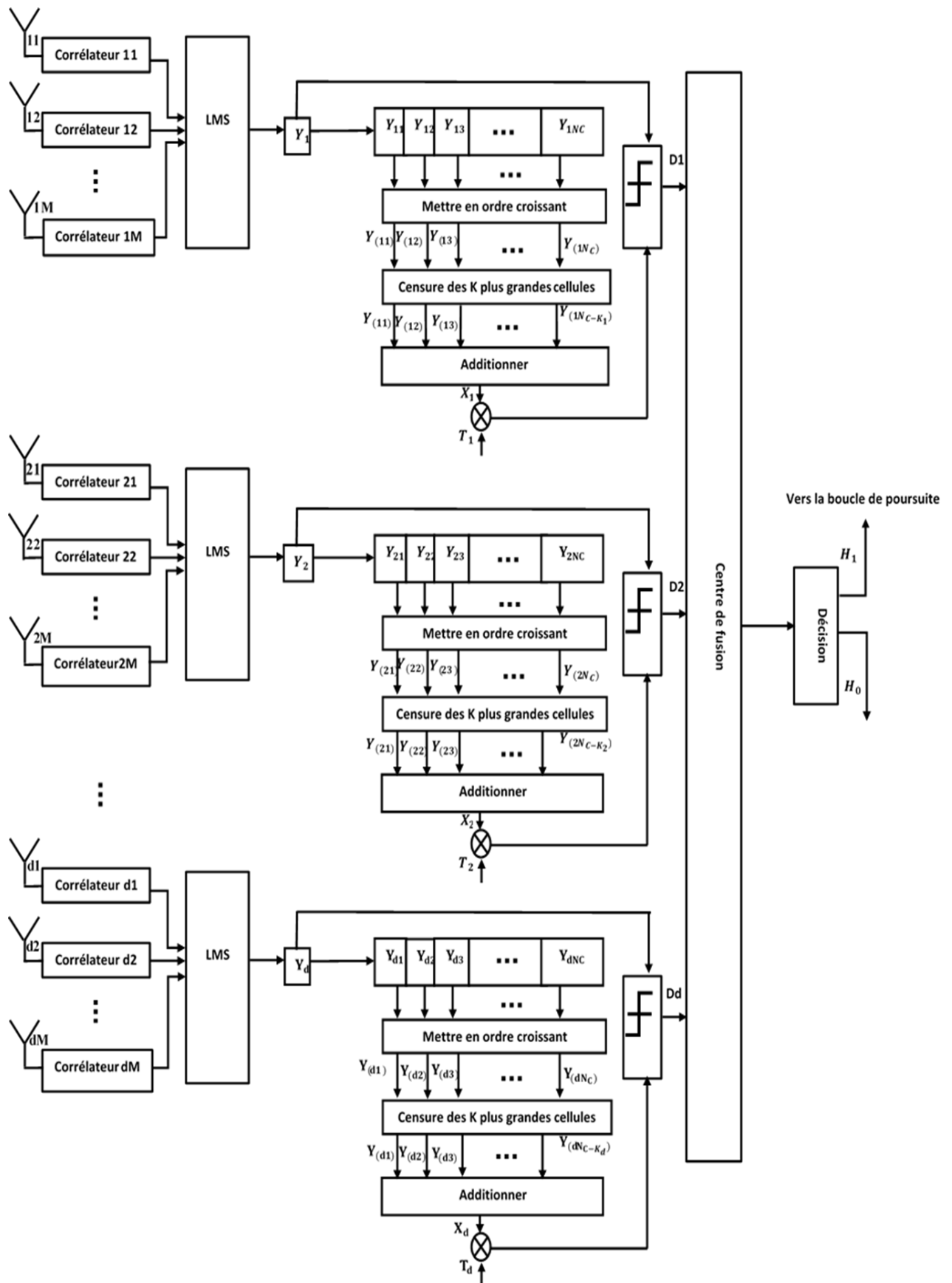


Figure II.1 : Schéma fonctionnel du système de communication proposé.



## II.3 ANALYSE DE SYSTEME

### II.3.1 Modèle de signal reçu

Le modèle de canal de transmission considéré se compose de  $L$  trajets retardés par un chip de la séquence PN au maximum [27]. Cela, correspond au nombre de trajets multiples arrivants avec les amplitudes  $\alpha_{il}$  et les phases  $\zeta_{il}$ ,  $i = 1, \dots, D$ ,  $l = 0, \dots, L - 1$ , où  $\alpha_{il}$  est une variable aléatoire Rayleigh et  $\zeta_{il}$  est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ . Nous supposons que l'amplitude de l'évanouissement est constante pendant un intervalle d'observation mais change de l'un à l'autre. De plus, nous normalisons la puissance totale de l'évanouissement dans tous les trajets vers l'unité. La puissance moyenne de l'évanouissement dans chaque trajet est définie comme [28].

$$E[\alpha_{il}^2] = \frac{1 - \exp(-\mu)}{1 - \exp(-\mu L)} \exp(-l\mu), l = 0, 1, 2, \dots, L - 1; \mu \neq 0 \quad (\text{II.2})$$

Où  $E[.]$  est l'espérance mathématique et  $\mu$  est le taux de décroissance exponentielle de la puissance diffusée dans chaque chemin. La fonction de densité de probabilité (pdf) des variables aléatoires distribuées de Rayleigh  $\alpha_{il}$  est donnée par [29] :

$$f_{\alpha_{il}}(x) = \frac{2x}{\psi_{il} \exp\left(-\frac{x^2}{\psi_{il}}\right)}, \quad x \geq 0 \quad (\text{II.3})$$

Où,  $\psi_{il} = E[\alpha_{il}^2]$ ,  $i = 1, \dots, D$  et  $l = 0, \dots, L - 1$

L'antenne de réception est un réseau linéaire de  $M$  éléments identiques espacés de  $d$  avec  $d = 0,5\lambda_c$  et  $\lambda_c$  est la longueur d'onde du signal porteur émis. Par conséquent, le vecteur de réponse du réseau d'antennes est exprimé sous la forme

$$a(\theta) = [1e^{-j\pi \sin \theta} \dots e^{-j\pi(M-1)\sin \theta}]^T \quad (\text{II.4})$$

Où  $\theta$  est l'angle de direction d'arrivée (DOA) du signal et  $T$  dénote la transposition. LMS est un algorithme d'antenne en réseau adaptative qui adapterait itérativement son vecteur de poids à n'importe quel vecteur de réponse en réseau. Le signal reçu se compose du signal du premier utilisateur, des interférences d'accès multiple (MAI : Multiple Access Interference) des autres et d'un bruit blanc gaussien additif (AWGN : Additive White Gaussian Noise)  $n(t)$ . Ainsi, le signal reçu au  $M^{\text{ième}}$  élément d'antenne est [30] :

$$\begin{aligned}
r_m(t) = & \sqrt{2P_s} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} b_1(t - \tau_1 - lT_c) c_1(t - \tau_1 - lT_c) \right. \\
& \times \cos(\omega_c t + \varphi_{1l}) \exp(-j\pi(m-1) \sin \theta_s) \left. \right\} \\
& + \left\{ \sum_{i=2}^D \sqrt{2P_{I_{i-1}}} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{il} b_i(t - \tau_i - lT_c) c_i(t - \tau_i - lT_c) \right. \\
& \times \cos(\omega_c t + \varphi_{il}) \exp(-j\pi(m-1) \sin \theta_{i-1}) \left. \right\} + n_m(t) \quad (\text{II.5}) \\
& m = 1, 2, \dots, M
\end{aligned}$$

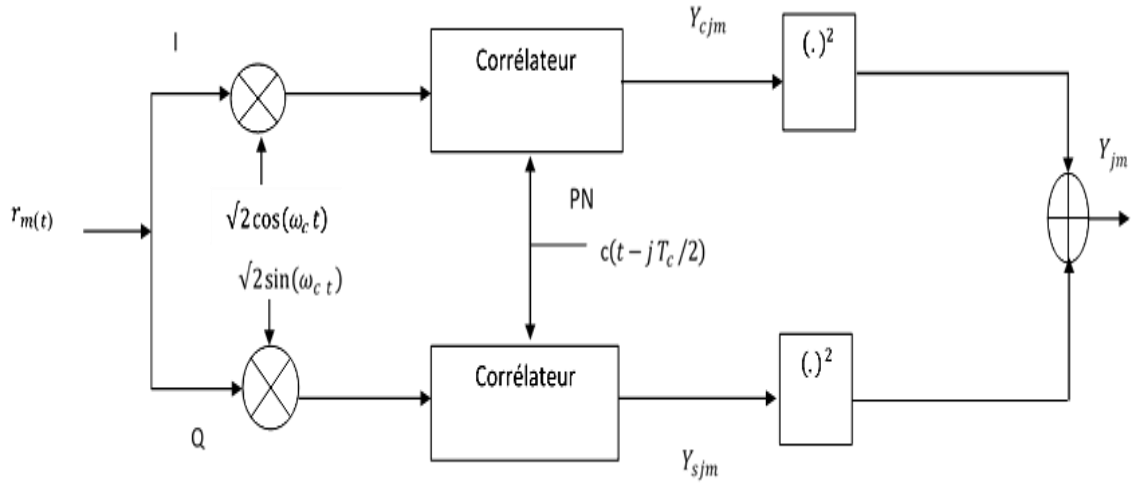
où,  $P_s$  est la puissance du signal reçu du premier utilisateur pendant la synchronisation initiale,  $P_{I_{i-1}}$  est la puissance du signal reçu de l'utilisateur brouilleur  $i - 1$ ,  $\tau_i$  si est le retard relatif associé au modèle de canal de communication asynchrone ;  $\varphi_{il} = \xi_i - \zeta_{il} - \omega_c(\tau_i + lT_c)$  est la phase dans le démodulateur du récepteur  $i = 2, 3, \dots, D$ ,  $l = 0, 1, \dots, L - 1$ ,  $T_c$  est la durée du chip,  $\theta_s$  est l'angle DOA (direction of arrival) du premier signal utilisateur,  $\theta_{i-1}$  est l'angle DOA de l'utilisateur interférant. Dans ce travail, nous posons  $b_i(t) = 1$ .

### II.3.2 Corrélateur

Le corrélateur qui suit le  $M^{\text{ième}}$  élément d'antenne est illustré à la Figure II.2. Le signal équivalent en bande de base  $r_m^{I'}(t)$  au corrélateur peut s'écrire comme suit

$$\begin{aligned}
r_m^{I'}(t) = & 2\sqrt{P_s} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} c_1(t - \tau_1 - lT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_{1l}) \right. \\
& \times \cos(\omega_c t) \exp(-j\pi(m-1) \sin \theta_s) \left. \right\} \\
& + 2 \left\{ \sum_{i=2}^D \sqrt{P_{I_{i-1}}} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{il} c_i(t - \tau_i - lT_c) \right. \\
& \times \cos(\omega_c t + \varphi_{il}) \cos(\omega_c t) \exp(-j\pi(m-1) \sin \theta_{i-1}) \left. \right\} \\
& + n_m(t) \quad (\text{II.6})
\end{aligned}$$

Les composantes en phase et en quadrature ( $I-Q$ ) du corrélateur sont multipliées par le code PN généré localement  $c(t - j_c T_c / 2)$ ,  $j_c = 0, 1, \dots, N_c$  ( $N_c$  représente la taille de la fenêtre de référence du processeur CFAR), et intégré sur un intervalle de temps  $\tau_D = RT_c s$ , où  $R$  est la longueur de corrélation partielle, pour donner les composantes de branche  $I$  et  $Q$ ,  $Y_m^I$  et  $Y_m^Q$ , respectivement. Ensuite, la sortie  $Y_m$  de chaque branche du corrélateur donne le premier composant de signal d'utilisateur, les MAI, et l'AWGN, qui peuvent être exprimés sous la forme :



**Figure II.2** : Corrélateur avec les composants en phase ( $I$ ) et en quadrature de phase ( $Q$ ).

$$\begin{aligned}
 Y_m = & \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} (Y_{Sl}^I + jY_{Sl}^Q) \exp(-j\pi(m-1)\sin\theta_s) \right\} \\
 & + \left\{ \sum_{i=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} (Y_{MAIl}^I + jY_{MAIl}^Q) \right. \\
 & \left. \times \exp(-j\pi(m-1)\sin\theta_{i-1}) \right\} + n_m
 \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

où,  $Y_{Sl}^I + jY_{Sl}^Q$  désigne la composante  $I-Q$  du premier utilisateur,  $Y_{MAIl}^I + jY_{MAIl}^Q$  désigne la composante  $I-Q$  des MAI, et  $n_m(t) = N_m^I(t) + jN_m^Q(t)$  désigne le bruit thermique. La composante du signal en phase dans (II.7) due au premier utilisateur est donnée par [31] :

$$\begin{aligned}
 Y_{Sl}^I &= \sqrt{P_S} \alpha_{1l} \cos(\varphi_{1l}) \left[ \Delta_1 R_p(j_c, N+1) + (T_c - \Delta_1) R_p(j_c, N) \right] \\
 &= \sqrt{P_S} R_{Sl}^I
 \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Avec,

$$R_{Sl}^I = \alpha_{1l} \cos(\varphi_{1l}) \left[ \Delta_1 R_p(j_c, N+1) + (T_c - \Delta_1) R_p(j_c, N) \right] \quad (\text{II.9})$$

Où,  $\Delta_1$  est une variable aléatoire uniformément distribuée dans  $[0, T_c]$  et  $R_p(j_c, N)$  est la fonction d'auto-corrélation partielle du code du premier utilisateur. La composante du signal en quadrature de phase du premier utilisateur peut être obtenue en remplaçant  $\cos(\varphi_{il})$  par  $-\sin(\varphi_{il})$  en (II.9). Le terme MAI en phase peut être défini comme suit :

$$\begin{aligned}
 Y_{MAIl}^I &= \sqrt{P_{I_{i-1}}} \alpha_{il} \cos(\varphi_{il}) \left[ \Delta_i R_p^{(i)}(j_c, N+1) \right. \\
 & \quad \left. + (T_c - \Delta_i) R_p^{(i)}(j_c, N) \right] \\
 &= \sqrt{P_{I_{i-1}}} R_{MAIl}^I
 \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

avec,

$$R_{MAIil}^I = \alpha_{il} \cos(\varphi_{il}) \left[ \Delta_l R_p^{(i)}(j_c, N+1) + (T_c - \Delta_l) R_p^{(i)}(j_c, N) \right] \quad (\text{II.11})$$

Où,  $R_p^{(i)}(j_c, N)$  est l'inter-corrélation partielle du code entre la séquence reçue du  $i$ -<sup>1</sup><sup>ème</sup> utilisateur et la séquence générée localement. Le terme  $R_{MAIil}^I$  diminue la puissance du signal brouilleur à la sortie du corrélateur, qui est affectée par le facteur  $R_p^{(i)}(j_c, N)$ . Le terme de signal en quadrature de phase des MAI peut être obtenu en remplaçant  $\cos(\varphi_{il})$  par  $-\sin(\varphi_{il})$  en (II.10). Le terme de bruit est déterminé par :

$$N_m^I = \int_0^{RT_c} n_m^I c_1(t - jT_c/2) \sqrt{2} \cos(\omega_c t) dt \quad (\text{II.12})$$

La phase en quadrature du terme de bruit est obtenue en remplaçant par  $-\sin(\varphi_{il})$ .

### II.3.3 Antenne intelligente (processus LMS)

L'entrée du processeur LMS provient de la sortie  $Y_m$ ,  $m=1, \dots, M$ , de  $M$  branches du corrélateur qui peut être définie comme suit :

$$\mathbf{Y} = [Y_1 Y_2 \dots Y_M]^T \quad (\text{II.13})$$

Les entrées du processeur LMS en (II.8) et (II.13) peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{Y}_S^{IQ} + \mathbf{Y}_{MAI}^{IQ} + \mathbf{n}^{IQ} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_{sl}(\theta_{sl}) Y_S^{IQ} + \sum_{i=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_{i-1l}(\theta_{i-1l}) Y_{MAI}^{IQ} + \mathbf{n}^{IQ} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Où,  $\mathbf{a}_{sl}(\cdot)$  est le vecteur d'orientation du réseau de l'antenne vers le premier utilisateur ou ses répliques,  $\mathbf{a}_{i-1l}(\cdot)$  est le vecteur d'orientation du réseau de l'antenne vers l'utilisateur brouilleur ou les répliques,  $Y_S^{IQ} = (Y_{Sl}^I + jY_{Sl}^Q)$ ,  $Y_{MAI}^{IQ} = (Y_{MAIi-1l}^I + jY_{MAIi-1l}^Q)$  et  $\mathbf{n}^{IQ} = [n_1^{IQ} n_2^{IQ} \dots n_M^{IQ}]^T$ .

Le processeur LMS intègre une procédure itérative qui apporte des corrections successives au vecteur de poids :

$$\mathbf{w}(n_c) = [w_1(n_c) w_2(n_c) \dots w_M(n_c)]^T \quad (\text{II.15})$$

Où,  $n_c$  est un nombre d'itérations jusqu'à ce que la convergence soit atteinte. Une fois la MSE minimale atteinte, nous affirmons que le vecteur de poids dans (II.15) est optimal, ce qui devrait augmenter le rapport signal sur interférence (SIR : Signal to Interference Ratio) du premier signal d'utilisateur. En d'autres termes, il conserve la puissance du signal du premier utilisateur comme signal désiré et réduit l'effet des MAI. De plus, ce vecteur de poids optimal est utilisé pour générer une sortie de corrélation spatiale donnée par :

$$y = \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{Y} \quad (\text{II.16})$$

En substituant l'entrée du processeur LMS en (II.14) à (II.16), on obtient  $y$  comme suit

$$y = \mathbf{w}_{opt}^H \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_{sl}(\theta_{sl}) Y_S^{lQ} + \sum_{i=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{a}_{i-1l}(\theta_{i-1l}) Y_{MAI}^{lQ} + \mathbf{n}^{lQ} \right\} \quad (\text{II.17})$$

La sortie  $y$  dans (II.17) montre la procédure itérative des poids du processeur LMS du premier signal utilisateur, des MAI et de l'AWGN. Le poids affecte le rapport de la puissance du signal de l'utilisateur brouilleur  $i - 1$  au signal du premier utilisateur après le processeur LMS, qui est  $\beta_{i-1}$ ,  $i = 2, \dots, D$ , tandis que  $\beta_{i-1}$  est défini comme suit :

$$\beta_{i-1l} = \left\{ \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{a}_{i-1l}(\theta_{i-1l}) Y_{i-1l}^{lQ} \right\} / \left\{ \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{a}_{s0}(\theta_{s0}) Y_{S0}^{lQ} \right\} \quad (\text{II.18})$$

$\mathbf{a}_{s0}(\theta_{s0})$  est le vecteur d'orientation du réseau d'antennes vers le premier utilisateur,  $i = 2, \dots, D$ , et  $l = 1, 2, \dots, L - 1$ . Rappelons que la pondération du processeur LMS augmente le SIR ; tandis que, la valeur de  $\beta_{i-1l}$  est diminuée, ce qui signifie que le LMS diminue l'effet du signal brouilleur. En conséquence de la nature gaussienne de  $Y^l$  et  $Y^Q$ , la variable  $Y = |y|^2$  suit une loi de distribution Chi-deux non centrée avec deux degrés de liberté [29]. Statistiquement, la pdf (probability density function) de  $Y$  donnée par l'amplitude du chemin de premier utilisateur  $\alpha_{1l}$  correspondant au  $l^{\text{ième}}$  trajet peut être écrite comme suit :

$$f_{Y_{jm} | \alpha_{11}}(y | \alpha_{1l}, H_1) = \frac{1}{2\sigma_0^2} e^{-\left(\frac{\lambda^2 + y}{2\sigma_0^2}\right)} I_0\left(\frac{\lambda^2 \sqrt{y}}{\sigma_0^2}\right), y \geq 0 \quad (\text{II.19})$$

Où,  $\lambda^2$  est le paramètre de non centralité normalisé donné par :  $\lambda^2 = \frac{9}{16} \alpha_{11}^2$ ,  $I_0(\cdot)$  est la fonction Bessel modifiée d'ordre zéro du premier type, et  $\sigma_0^2$  est la variance qui est donnée par :

$$\sigma_0^2 = \frac{(L-1)\Psi}{3R} + \frac{L(D-1)\beta\Psi}{3R} + \frac{1}{2RS_c} \quad (\text{II.20})$$

$\beta$  représente le rapport de la puissance moyenne reçue du signal brouilleur par rapport à la puissance du signal du premier utilisateur et est défini comme  $\beta = \frac{P_I}{P_S}$  ; tandis que  $S_c$  représente le SNR/chip, il est donné par  $S_c = T_c P_S / N_0$ . Sous l'hypothèse  $H_1$ ,  $Y_{jm}$  a une distribution Chi-deux non centrale avec deux degrés de liberté et sa pdf est donnée comme suit [32] :

$$f_Y(y | H_1) = \frac{1}{2\sigma_0^2(M+M^2v)} e^{-\left(\frac{y}{2\sigma_0^2(M+M^2v)}\right)}, y \geq 0 \quad (\text{II.21})$$

où,  $v = 9\sigma_f^2/32\sigma_0^2$ .

Alors que, dans l'hypothèse de non alignement, on suppose que l'antenne intelligente piste dans une angle différente du signal souhaité et la pdf de  $Y$  est donnée par[29.33] :

$$f_Y(y | H_0) = \frac{1}{2\sigma_0^2(M)} e^{-\left(\frac{y}{2\sigma_0^2(M)}\right)}, y \geq 0 \quad (\text{II.22})$$

### II.3.4 Processeur CMLD-CFAR

Les sorties du processeur LMS sont introduites en série dans un registre à décalage de longueur  $N_c + 1$ . Le premier registre, noté  $Y_1$  stocke la sortie actuelle du processeur LMS. Les  $N_c$  registres suivants, désignés par  $Y_c, c = 1, 2, \dots, N_c$  sont les cellules de référence. D'abord  $Y_c$  sont classés en ordre croissant selon leur amplitude pour former les échantillons ordonnés  $Y(1) \leq Y(2) \leq \dots \leq Y(N_c)$ . où,  $Y(j), j = 1, 2, \dots, N_c$  représentent les statistiques d'ordre des échantillons  $Y_j$ . Alors les  $k$  plus grandes cellules sont censurées, où  $k$  est le nombre de cellules  $H_1$  résultant de l'alignement des signaux multi-trajets du premier utilisateur, et les autres sont combinés pour donner une estimation du niveau de bruit  $X$ .

$$X = \sum_{j=1}^{N_c-k} Y(j) \quad (\text{II.23})$$

Après cela, la valeur de  $X$  est mise à l'échelle par le multiplicateur de seuil  $T$  pour atteindre la probabilité de fausse alarme désirée. Si  $Y_0$  est plus grande que le seuil  $TX$  un code PN l'acquisition est déclaré et la boucle de poursuite est déclenchée. Sinon, le processeur d'acquisition décale la phase du code PN généré localement et la recherche se poursuit jusqu'à ce que la phase de code PN correcte est trouvée.

### II.3.6 Probabilités de fausse alarme

La probabilité de fausse alarme est la probabilité qu'une phase non synchrone testée dépasse la valeur seuil. Elle est donnée par :

$$P_{fa} = E_X[P(Y_0 > TX | H_0)] = M_X \left[ \frac{T}{2\sigma_0^2 M} \right] = M_X \left[ \frac{T}{a} \right] \quad (\text{II.24})$$

Où  $M_X$  est la fonction génératrice des moments (MGF : Moment Generating Function) de l'estimation  $X$  et  $a = 2\sigma_0^2 M$ .

Les échantillons ordonnés  $Y_{(1)}, Y_{(2)}, Y_{(3)}, \dots, Y_{(N_c-k)}$  ne sont pas des variables aléatoires i.i.d (independent and identically distributed) même lorsque les échantillons originaux  $Y_c, c = 1, 2, \dots, N_c$  sont des variables aléatoires i.i.d. Cependant, puisque les variables aléatoires

$Y_c$  sont distribués de manière exponentielle, la transformation en variables aléatoires  $w_1, w_2, \dots, w_{N_c-k}$  aboutit à des variables indépendantes [34].

$$\begin{aligned} w_1 &= Y_1 \\ w_2 &= Y_{(2)} - Y_{(1)} \\ w_{N_c-k} &= Y_{(N_c-k)} - Y_{(N_c-k-1)} \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

On sait que, la pdf des statistiques d'ordre  $X_{(j)}$  des variables aléatoires  $X_1, \dots, X_N$  est donnée par [35] :

$$f_{X_{(j)}}(x) = \frac{N!}{(j-1)!(N-j)!} f_X(x) [F_X(x)]^{j-1} [1 - F_X(x)]^{N-j}, j = 1, \dots, N \quad (\text{II.26})$$

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

$$f_{w_1}(Y) = \frac{N_c}{a} e^{-\left(\frac{yN_c}{a}\right)} \quad (\text{II.27})$$

Dans le cas d'une distribution exponentielle, les distributions de  $X_{(j)} - X_{(j-1)}, j = 2, \dots, N$  sont identiques à la statistique  $X_{(1)}$  du premier ordre des variables aléatoires  $X_i, i = 1, \dots, N - j + 1$  [36]. En utilisant la relation (II.19), la pdf des variables aléatoires i.i.d.  $W_2, \dots, W_{N_c-k}$  est donnée comme suit :

$$f_{w_i}(y) = \frac{N_c - i + 1}{a} e^{-\left(\frac{yN_c - i + 1}{a}\right)} ; i = 2, \dots, N_c - k \quad (\text{II.28})$$

Définissons une autre transformation :

$$V_i = (N_c - k - i + 1)W_i, i = 1, \dots, N_c - k \quad (\text{II.29})$$

Les variables aléatoires  $V_i$  sont indépendantes puisque  $W_i$  sont indépendantes. Ainsi, l'estimation  $X$  est donné par:

$$X = \sum_{j=1}^{N_c-k} V_j \quad (\text{II.30})$$

Les variables aléatoires  $V_i$  sont des fonctions de  $W_i$ , telles que  $V_i = C_i W_i$ , où  $C_i = N_c - k - i + 1$ . Par conséquent, la pdf des  $V_i$  est donnée comme suit [29].

$$f_{V_i}(y) = \frac{1}{C_i} f_{w_i} \left( \frac{y}{C_i} \right) \quad (\text{II.31})$$

De (II.27), (II.28) et (II.31), la pdf des variables aléatoires  $V_i$  est comme suit:

$$f_{V_1}(y) = \frac{N_c}{a(N_c-k)} e^{-\left(\frac{yN_c}{a(N_c-k)}\right)} \quad (\text{II.32})$$

Et

$$f_{V_i}(y) = \frac{N_c - i + 1}{a(N_c - k - i + 1)} e^{\left(\frac{-(yN_c - i + 1)}{a(N_c - k - i + 1)}\right)}, i = 2, \dots, N_c - k \quad (\text{II.33})$$

La MGF de  $X$  est tout simplement le produit des MGFs individuelles de  $V_i$ . Par conséquent, la probabilité de fausse alarme est :

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^{N_c - k} M_{V_i} \left( \frac{T}{a} \right) \quad (\text{II.34})$$

Où,

$$M_{V_1} \left( \frac{T}{a} \right) = \frac{N_c}{(N_c - k) \left( T + \frac{N_c}{N_c - k} \right)} \quad (\text{II.35})$$

Et

$$M_{V_i} \left( \frac{T}{a} \right) = \frac{g_i}{T + g_i} \quad (\text{II.36})$$

Avec,

$$g_i = \frac{N_c - i + 1}{N_c - k - i + 1} \quad (\text{II.37})$$

### II.3.7 Probabilités de détection

La présence des signaux multi-trajets avec le signal de synchronisation du premier utilisateur implique qu'il existe plusieurs cellules de phase de code synchronisées (décalages) dans la région d'incertitude. La probabilité de détection de la valeur de corrélation élevée, qui résulte d'un alignement du code PN local avec l'un des signaux multi-trajets sous la phase de code testée est donnée par :

$$P_{d_l} = E_X [P(Y_0 > TX \mid H_1)] = M_X \left[ \frac{T}{2\sigma_0^2(M + M^2\nu)} \right] = M_X \left[ \frac{T}{b} \right], l = 0, \dots, L \quad (\text{II.38})$$

où,  $M_X$  est la MGF de l'estimation  $X$  et  $b = 2\sigma_0^2(M + M^2\nu)$ .  $P_{d_l}$  est déduite la même manière que  $P_{fa}$  et ainsi  $P_{d_l}$  est donnée par:

$$P_{d_l} = \prod_{i=1}^{N_c - k} M_{V_i} \left( \frac{T}{b} \right) \quad (\text{II.39})$$

$$M_{V_1} = \frac{bN_c}{aT(N_c - k) + bN_c}, i = 1 \quad (\text{II.40})$$

Et



$$M_{Vi} \left( \frac{T}{a} \right) = \frac{b(N_c - i + 1)}{aT(N_c - k - i + 1) + b(N_c - i + 1)}, i = 2, \dots, N_c - k \quad (\text{II.41})$$

### II.3.8 Tempe d'acquisition

Le temps d'acquisition est défini comme suite [37] :

$$T_{acq} = \left[ \frac{2 \sum_{j=1}^N j P_{d_j} [\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{d_i})] + 2N [\prod_{j=1}^N (1 - P_{d_j})]}{2 \sum_{j=1}^N P_{d_j} [\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{d_i})]} + \frac{(q-1)(1 + KP_{fa})(2 - \sum_{j=1}^N P_{d_j} [\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{d_i})])}{2 \sum_{j=1}^N P_{d_j} [\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{d_i})]} \right] \tau_D \quad (\text{II.42})$$

Où,  $q$  est nombre d'états,  $K$  est le temps de pénalité, et  $N$  est le nombre de cellules synchrones.

### II.3.9 Centre de fusion :

#### II.3.9.1 Règle de fusion AND

Pour la règle de fusion AND, la décision globale au centre de fusion est "1", si et seulement si, tous les détecteurs décident "1". Les probabilités globales de détection,  $P_d$  et de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) sont données par :

$$P_d = \prod_{i=1}^d P_{d_i} \quad (\text{II.43})$$

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^d P_{fa_i} \quad (\text{II.44})$$

#### II.3.9.2 règle de fusion OR

Pour la règle de fusion OR, la décision globale est égale à zéro, si et seulement si, tous les détecteurs décident zéro. Les probabilités globales sont données par :

$$P_m = \prod_{i=1}^d P_{m_i} \quad (\text{II.45})$$

$$P_{fa} = 1 - \prod_{i=1}^d (1 - P_{fa_i}) \quad (\text{II.46})$$

où,  $P_m = 1 - P_d$  est la probabilité de manque globale :

## II.4 PROBLUMATIQUE ET CONTRIBUTION

Lorsque les données sont fusionnées, le système de détection distribué CFAR se compose de  $d$  détecteurs résultant en un système d'équation non linéaire qui sont difficiles à résoudre analytiquement, puisque le nombre des inconnus est plus grand que le nombre des équations disponibles. Donc, pour trouver la solution qui représente le seuil optimal plusieurs techniques d'optimisation ont été développées, afin de résoudre cette difficulté. Les méthodes classiques visent à résoudre ce problème ont montré leur incapacité de trouver la solution

optimale en un temps très court. En effet, d'autres méthodes sont apparues dernièrement, elles sont basées sur des facteurs vivants dans la nature.

Dans le but d'obtenir les valeurs optimales des paramètres  $T_i, i=1, \dots, d$  et  $k_i, i=1, \dots, d$ , dans le système distribué CMLD-CFAR, on va appliquer les techniques métaheuristiques afin d'améliorer le seuil de détection. Cinq techniques métaheuristiques (PSO, GA, BBO, SFLA, TLBO) vont être utilisées et comparées dans le présent travail, afin de trouver la technique la plus adaptée au problème posé.

## II.5 TECHNIQUES METAHEURISTIQUE

En informatique et en optimisation mathématique, une métaheuristique est une procédure ou une heuristique de niveau supérieur conçue pour trouver, générer ou sélectionner une heuristique (algorithme de recherche partielle), qui peut fournir une solution suffisamment bonne à un problème d'optimisation, en particulier avec des informations incomplètes ou imparfaites, ou capacité de calcul limitée [38,39]. Les métaheuristiques échantillonnent un sous-ensemble de solutions qui est autrement trop grand pour être complètement énuméré ou exploré autrement. Les métaheuristiques peuvent faire relativement peu d'hypothèses sur le problème d'optimisation en cours de résolution et peuvent donc être utilisables pour une variété de problèmes

### II.5.1 Technique PSO

L'optimisation par essaims de particules OEP est une technique d'optimisation stochastique basée sur la population développée par le Dr. Eberhart et le Dr. Kennedy en 1995, inspirée par le comportement social du flocking des oiseaux ou de la pisciculture [40]. L'OEP est une métaheuristique récente utilisée à l'origine pour déterminer l'optimum de fonctions continues non linéaires ; il partage de nombreuses similitudes avec des techniques de calcul évolutives telles que les algorithmes génétiques. L'OEP est un algorithme de recherche basé sur la simulation du comportement social des oiseaux, des abeilles ou d'une école de poissons. Cet algorithme a l'intention de simuler graphiquement la chorégraphie gracieuse et imprévisible d'un oiseau. Chaque individu de la population dans l'essaim est représenté par un vecteur dans l'espace de recherche multidimensionnel. Ce vecteur a également un vecteur assigné qui détermine le mouvement suivant de la particule et s'appelle « le vecteur vitesse ». L'algorithme OEP détermine également comment mettre à jour la vitesse d'une particule. Chaque particule met à jour sa vitesse en fonction de la vitesse

courante et de la meilleure position explorée jusqu'ici ; mais aussi basé sur la meilleure position mondiale explorée par l'essaim[41].

### **II.5.2 Technique AG**

Une classe de méthodes a été apparue, employant les principes d'évolution et d'hérédité de la nature et présentant une probabilité importante de convergence vers un optimum globale de la fonction à optimiser. Ce sont des méthodes pseudo-aléatoires appelées les algorithmes génétiques. Les AGs (Algorithmes Génétiques) sont des algorithmes d'exploration fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle de la génétique.

L'algorithme fait évoluer une population de dispositifs à l'aide de divers opérateurs: sélection, croisements et mutations. Ils agissent sur une population d'individus assujettis à une sélection darwinienne : les individus (ou parents) les mieux adaptés à leur environnement survivent et peuvent se reproduire. Ils sont alors soumis à des mécanismes de recombinaisons analogues à ceux de la génétique. Des échanges de gènes entre les parents résultent en la création de nouveaux individus (ou enfants), qui permettent de tester d'autres configurations de l'espace de recherche [42].

### **II.5.3 Technique BBO**

L'algorithme BBO (Biogeography-Based-Optimization) est un nouveau type de technique d'optimisation basée sur le concept de biogéographie. Cet algorithme est basé sur une population qui utilise l'idée de la stratégie de migration des animaux ou d'autres espèces pour résoudre problèmes d'optimisation. L'environnement du BBO correspond à un archipel où toutes les solutions du problème d'optimisation est une île. La caractéristique de la solution est appelée une variable d'indice d'adéquation (SIV : Suitability Index Variable). La bonté de chaque solution est appelée son habitat l'indice d'adéquation (HSI : Habitat Suitability Index). Un HSI élevé d'une île signifie une bonne performance sur le problème de l'optimisation et une faible HSI signifie de mauvaises performances sur le problème d'optimisation[43].

### **II.5.4 Technique SFLA**

Une méta-heuristique mimétique appelée SFLA (Shuffled-Frog-Leaping Algorithm) a été développée pour résoudre des problèmes d'optimisation combinatoire. La SFLA est une métaphore de recherche coopérative basée sur la population inspirée de la mimétique naturelle. L'algorithme contient des éléments de recherche locale et d'échange d'informations global. La SFLA consiste en un ensemble de populations virtuelles interactives de grenouilles réparties en différents memplexes. Les grenouilles virtuelles agissent en tant qu'hôtes ou

porteurs de mêmes où un même est une unité d'évolution culturelle. L'algorithme effectue simultanément une recherche locale indépendante dans chaque memplex. La recherche locale est complétée à l'aide d'une méthode de type optimisation d'essaim de particules adaptée aux problèmes discrets, mais mettant l'accent sur une recherche locale. Pour assurer une exploration globale, les grenouilles virtuelles sont périodiquement remaniées et réorganisées en de nouveaux memplexes, selon une technique similaire à celle utilisée dans l'algorithme d'évolution complexe remanié. De plus, pour permettre la génération aléatoire d'informations améliorées, des grenouilles virtuelles aléatoires sont générées et substituées dans la population. L'algorithme a été testé sur plusieurs fonctions de test qui présentent des difficultés communes à de nombreux problèmes d'optimisation globale[44].

### **II.5.5 Technique TLBO**

Une méthode d'optimisation efficace appelée optimisation basée sur l'enseignement et l'apprentissage TLBO (Teaching-Learning-Based-Optimization) est proposée pour résoudre les problèmes d'optimisation non linéaire à grande échelle afin de trouver des solutions globales. La méthode proposée est basée sur l'effet de l'influence d'un enseignant sur le rendement des apprenants dans une classe. L'efficacité de la méthode est testée sur de nombreux problèmes de référence avec des caractéristiques différentes et les résultats sont comparés avec d'autres méthodes basées sur la population.

L'enseignant est généralement considéré comme une personne hautement savante qui partage ses connaissances avec les apprenants. La qualité d'un enseignant influe sur les résultats des apprenants. Il est évident qu'un bon enseignant forme les apprenants de telle sorte qu'ils puissent avoir de meilleurs résultats en termes de notes. De plus, les apprenants apprennent également de l'interaction entre eux, ce qui contribue également à leurs résultats[45].

## **II.6 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons introduit la description du système proposé. Ensuite, le système d'acquisition adaptatif qui utilise la détection distribuée CMLD-CFAR a été représenté et analysé. Les probabilités de fausse alarme et de détection dans un canal Rayleigh ont été représentées. A la fin de chapitre, nous avons posé la problématique et expliqué en bref les méthodes d'optimisation proposées pour améliorer les performances en détection du système d'acquisition proposé.



**Chapitre III :**  
**Résultats et**  
**discussion**

### III.1 INTRODUCTION

Ce chapitre contient l'étude des performances du système proposé utilisé pour l'acquisition dans les systèmes DS-CDMA. Nous utilisons l'optimisation pour calculer les paramètres optimaux des détecteurs locaux CMLD-CFAR. Le chapitre commence par introduire les paramètres de simulation. La deuxième partie du chapitre est consacrée à la présentation, la comparaison et la discussion des résultats de simulation obtenus sous MATLAB pour différentes techniques d'optimisation (PSO, GA, BBO, SLFA et TLBO), en fonction de plusieurs paramètres, et en tenant compte des règles de fusion AND et OR.

### III.2 RESULTATS ET DISCUSSION

#### III.2.1 Hypothèses

Nous considérons un système de détection distribué à base de détecteur local CMLD-CFAR, utilisant les deux règles de fusion AND et OR. Pour ces simulations, on suppose que la valeur désirée de la  $P_{fa}$  est de  $10^{-4}$  pour les deux règles de fusion, en utilisant les cinq algorithmes PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO pour identifier les paramètres  $T_i, i=1, \dots, d$  et  $k_i, i=1, \dots, d$ , du système de détection. On a considéré les cas des détecteurs différents et identiques avec  $N_c = 16$  et  $24$  et longueur de corrélation partielle  $N = 96$ , en considérant différent nombre d'éléments des antennes  $M = 1 ; 3 ; 5$ .

#### III.2.2 Schémas fonctionnels des différents algorithmes méta-heuristiques

Les schémas fonctionnels de tous les algorithmes méta-heuristiques utilisés dans ce travail, à savoir : PSO ; GA ; BBO ; SFLA ; TLBO sont représentés dans les figures III.1(a), III.1(b), III.2(a), III.2(b) et III.3, respectivement.

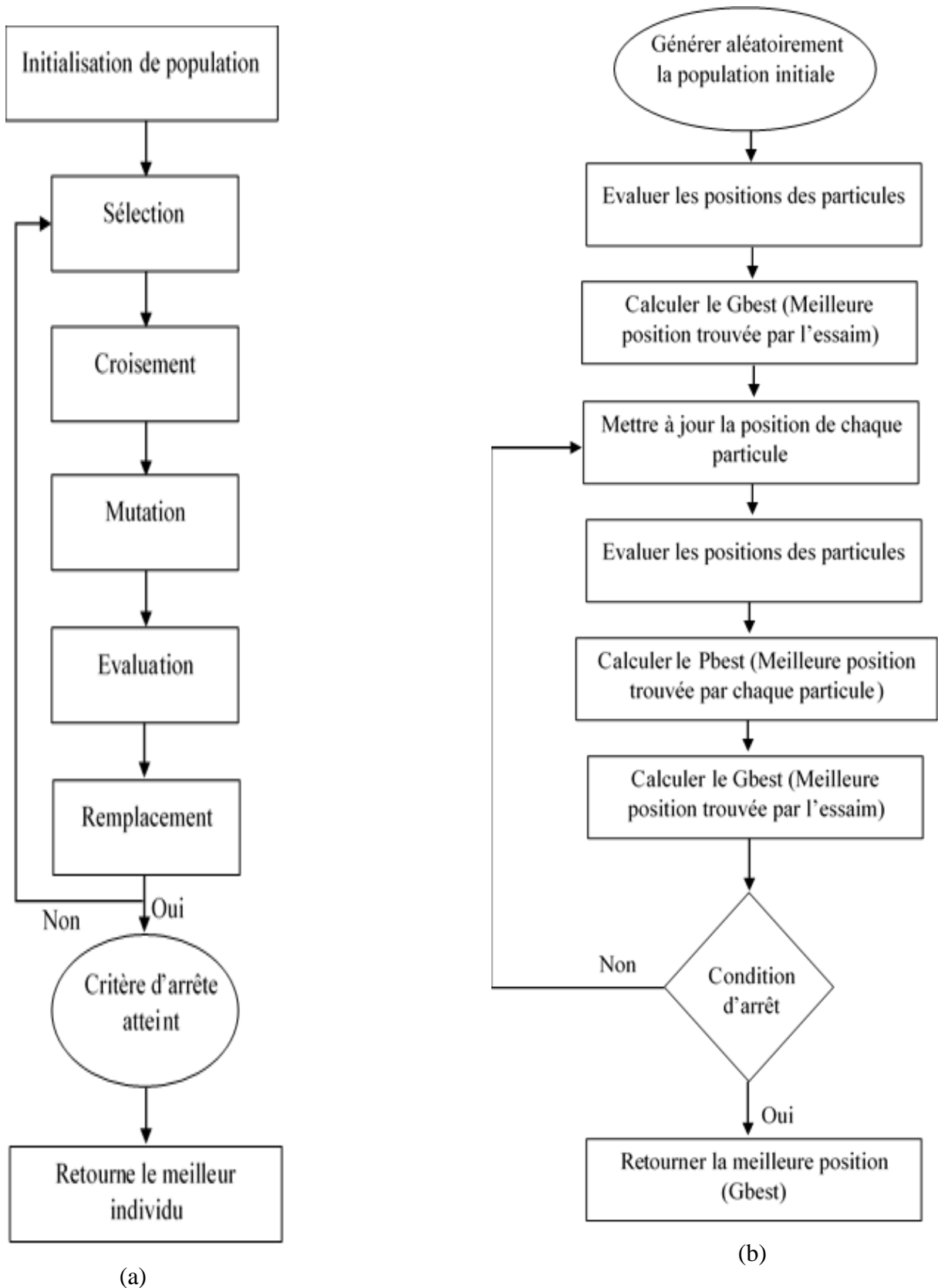
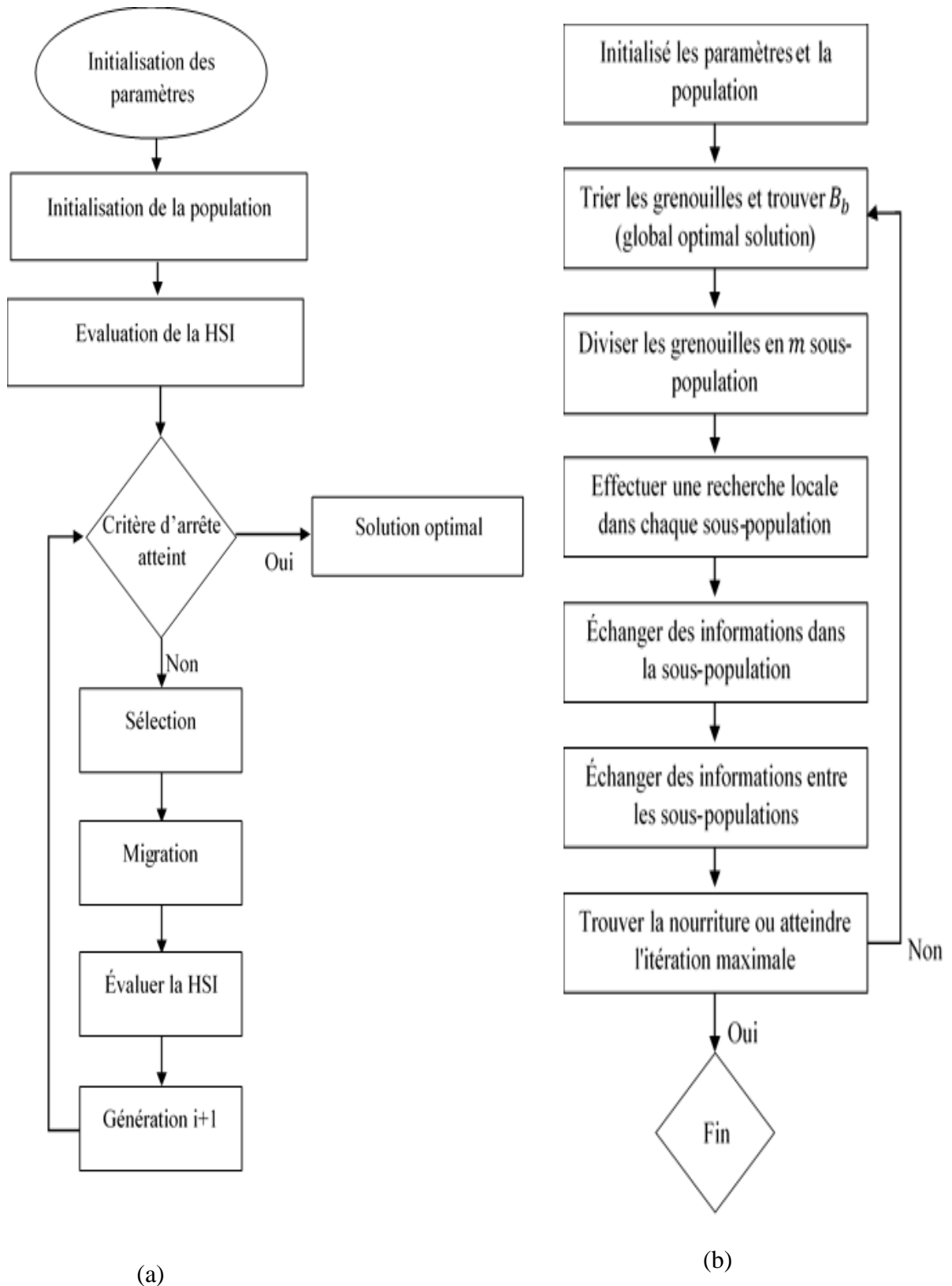


Figure III.1 : Schéma fonctionnel des algorithmes :(a) GA ; (b) PSO.



**Figure III.2 :** Schéma fonctionnel des algorithmes :(a) BBO ; (b) SFLA.



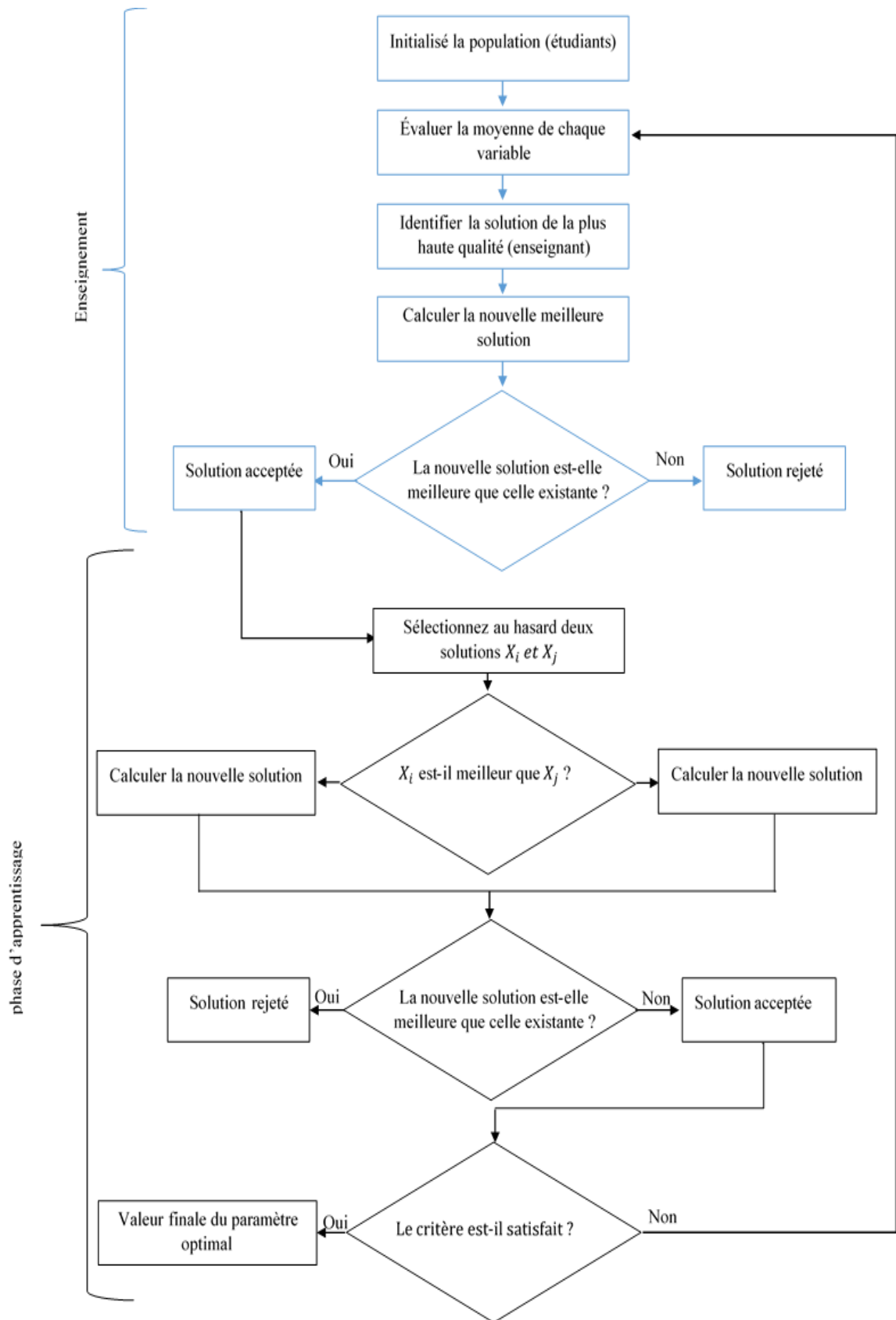


Figure III.3 : Schéma fonctionnel de l’algorithme TLBO.

### III.2.3 Discussion des résultats :

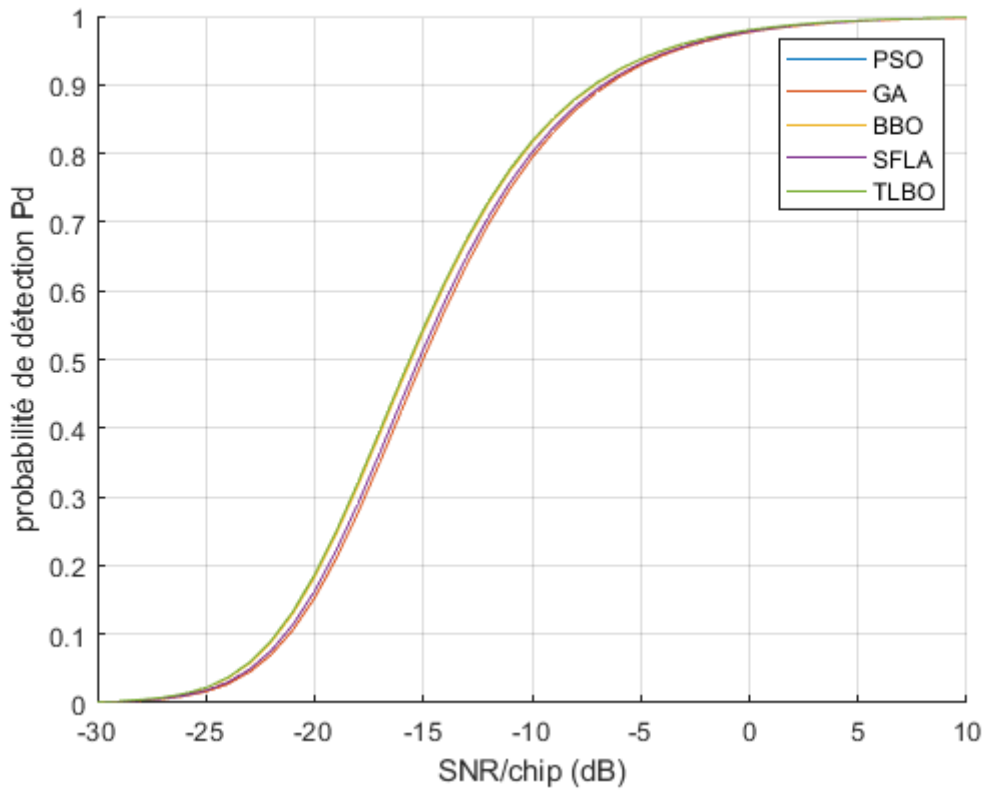
Le tableau III.1 donne les paramètres estimés des détecteurs locaux CMLD-CFAR par les algorithmes d'optimisation PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO, en utilisant la règle de fusion AND, pour différents nombre de détecteurs locaux (D) avec un SNR égale -5 dB,  $M = 3$ ;  $N_c = 24$ ;  $N = 96$  et  $P_{fa} = 10^{-4}$ . Dans ce cas, on peut remarquer que les meilleurs résultats sont ceux obtenus pour le système qui a le nombre le plus élevé de détecteurs locaux. Aussi, la meilleure méthode est TLBO.

La probabilité de détection globale  $P_d$  et le temps d'acquisition moyen ( $T_{eq}$ ) en fonction de la variation du SNR/Chip (dB), pour les cinq méthodes sont représentés pour la règle de fusion AND par les figures III.4 et III.5, respectivement, pour  $M = 3$ ;  $N_c = 24$ ;  $N = 96$ . Nous observons que, la meilleure méthode est TLBO puis BBO ensuite SFLA puis PSO et à la fin GA.

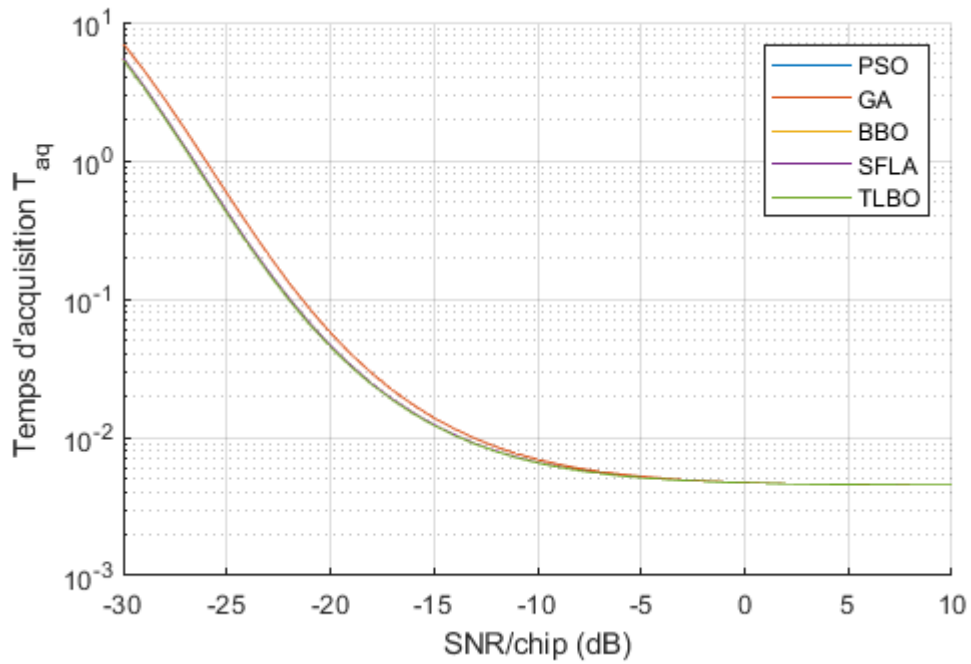
L'évolution du temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) est représentée pour la règle de fusion AND par la figure III.5, pour les différentes méthodes d'optimisation. On remarque que, la valeur du temps d'acquisition moyen devient moins longue. Précisément lorsque les valeurs de SNR/Chip (dB) dépassent -5 dB, pour toutes les méthodes d'optimisation, et spécifiquement les méthodes TLBO, SFLA et BBO.

**Tableau III.1** : Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour la règle de fusion AND.

Nombre des détecteurs	PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
<b>D=1</b>	$K = 5$ $T = 1.0458$ $P_d = 0.9251$	$K = 5$ $T = 1.0458$ $P_d = 0.9251$	$K = 8$ $T = 1.7035$ $P_d = 0.9206$	$K = 4$ $T = 2.0884$ $P_d = 0.9125$	$K = 0$ $T = 0.4678$ $P_d = 0.9301$
<b>D=3</b>	$K_1 = 7$ $K_2 = 7$ $K_3 = 8$ $T_1 = 0.0051$ $T_2 = 0.3418$ $T_3 = 1.0762$ $P_d = 0.9307$	$K_1 = 0$ $K_2 = 0$ $K_3 = 8$ $T_1 = 0.0001$ $T_2 = 0.5412$ $T_3 = 0.5718$ $P_d = 0.8943$	$K_1 = 2$ $K_2 = 3$ $K_3 = 6$ $T_1 = 0.1126$ $T_2 = 0.4109$ $T_3 = 0.2007$ $P_d = 0.9361$	$K_1 = 2$ $K_2 = 5$ $K_3 = 4$ $T_1 = 0.2021$ $T_2 = 0.3624$ $T_3 = 1.0335$ $P_d = 0.9308$	$K_1 = 3$ $K_2 = 2$ $K_3 = 1$ $T_1 = 0.2672$ $T_2 = 0.2215$ $T_3 = 0.1017$ $P_d = 0.9376$
<b>D=5</b>	$K_1 = 8$ $K_2 = 8$ $K_3 = 5$ $K_4 = 7$ $K_5 = 2$ $T_1 = 0.0001$ $T_2 = 0.5412$ $T_3 = 0.5718$ $T_4 = 0.0012$ $T_5 = 0.0001$ $P_d = 0.9333$	$K_1 = 8$ $K_2 = 8$ $K_3 = 5$ $K_4 = 7$ $K_5 = 2$ $T_1 = 0.0001$ $T_2 = 0.5412$ $T_3 = 0.5718$ $T_4 = 0.0012$ $T_5 = 0.0001$ $P_d = 0.9333$	$K_1 = 7$ $K_2 = 5$ $K_3 = 6$ $K_4 = 8$ $K_5 = 4$ $T_1 = 0.4107$ $T_2 = 0.0458$ $T_3 = 0.1453$ $T_4 = 0.4642$ $T_5 = 0.0728$ $P_d = 0.9373$	$K_1 = 7$ $K_2 = 3$ $K_3 = 2$ $K_4 = 6$ $K_5 = 6$ $T_1 = 0.2718$ $T_2 = 0.0757$ $T_3 = 0.5168$ $T_4 = 0.6988$ $T_5 = 0.1352$ $P_d = 0.9341$	$K_1 = 0$ $K_2 = 7$ $K_3 = 1$ $K_4 = 0$ $K_5 = 0$ $T_1 = 0.0652$ $T_2 = 0.4316$ $T_3 = 0.1222$ $T_4 = 0.0071$ $T_5 = 0.0783$ $P_d = 0.9383$



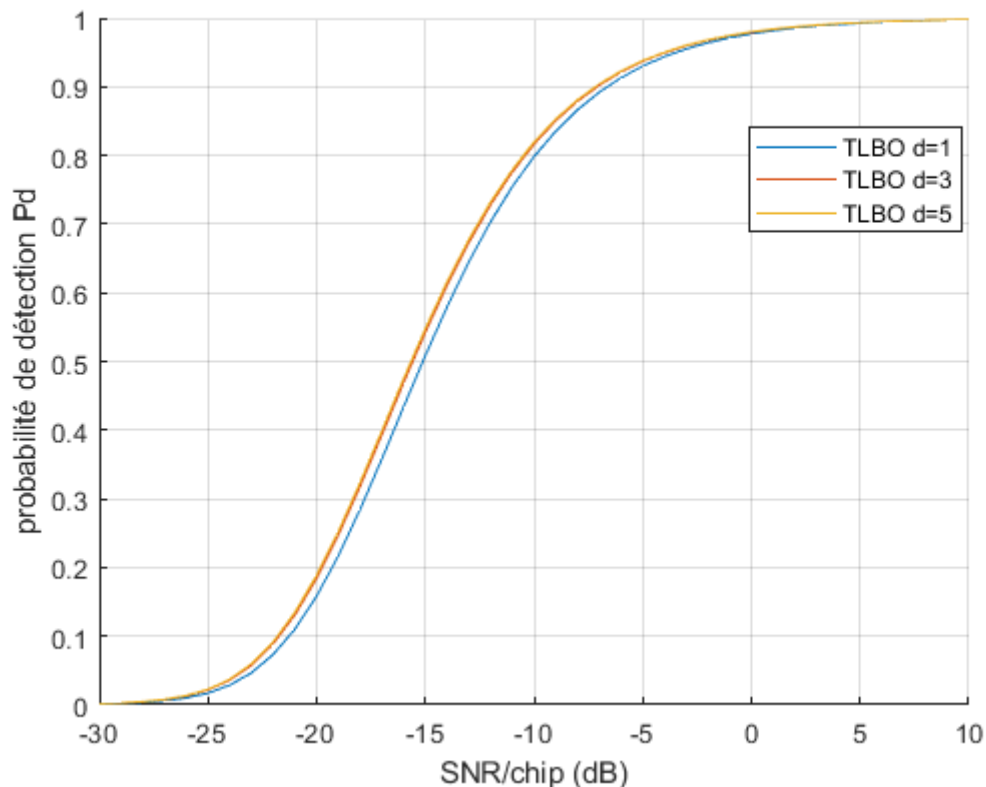
**Figure III.4** : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB), en utilisant les cinq algorithmes d’optimisation pour la règle de fusion AND.



**Figure III.5** : Temps d’acquisition en fonction du SNR (dB), en utilisant les cinq algorithmes d’optimisation pour la règle de fusion AND.

La Figure III.6 représente l'évolution de la probabilité de détection  $P_d$  de la méthode TLBO, en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) pour la règle de fusion AND et différents nombres de détecteurs locaux. Nous pouvons facilement remarquer sur la figure que, plus le nombre de détecteurs dans le système distribué CMLD-CFAR, est élevé plus la probabilité de détection est améliorée. Pour les cas étudiés, la figure montre que le système qui contient 5 détecteurs locaux est le plus performant.

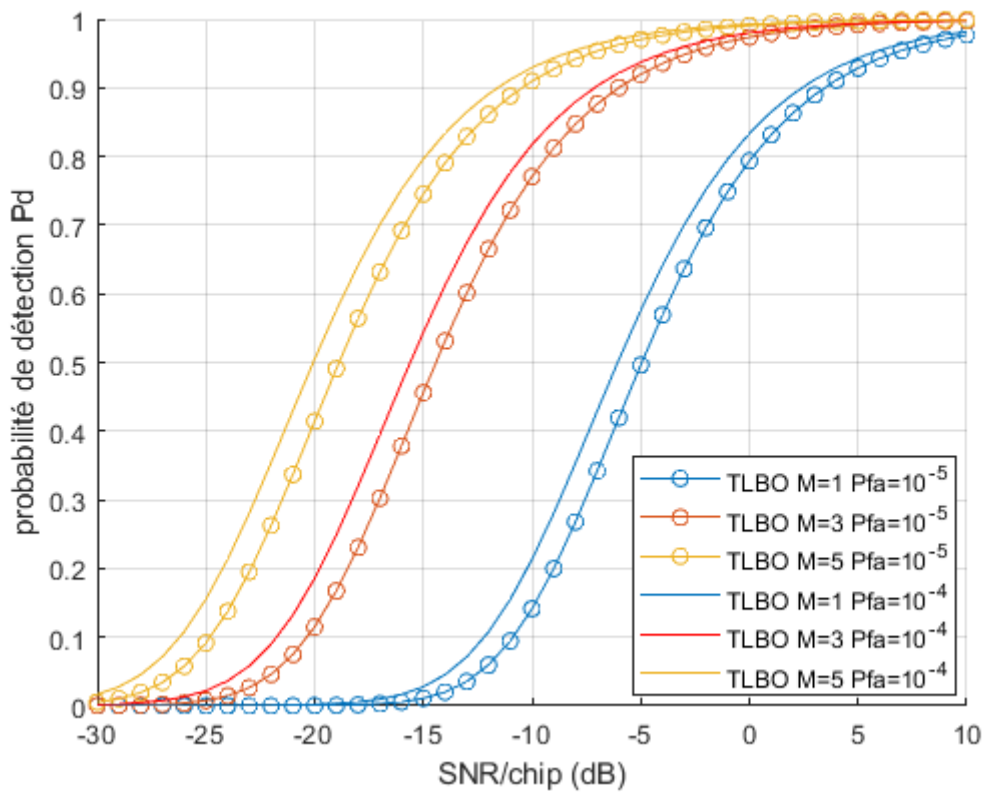
Dans Le tableau III.2 et la figure III.7, nous présentons les paramètres de système estimés par l'algorithme TLBO et la probabilité de détection pour différents nombre d'éléments des antennes intelligentes, les probabilités de fausse alarme considérées sont  $P_{fa} = 10^{-4}$  et  $10^{-5}$ , la fenêtre de référence  $N_c = 24$  et la durée de corrélation partielle  $N = 96$ . A partir de la table III.2 et la figure III.7, il y a une augmentation intéressante de la probabilité de détection suivant l'augmentation du nombre d'antennes  $M$  et la valeur désirée de  $P_{fa}$ .



**Figure III.6** : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de  $d$ , en considérant la règle de fusion AND.

**Tableau III.2** : Paramètres estimés en utilisant l’algorithme d’optimisation TLBO pour la règle defusion AND et différentes valeurs de M et  $P_{fa}$ .

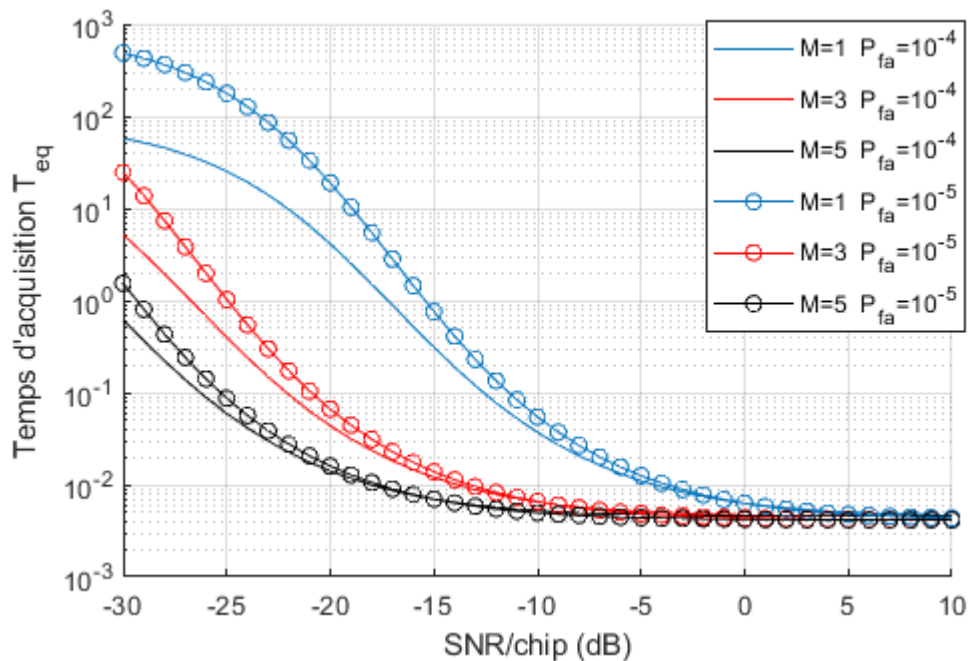
$P_{fa}$	$M = 1$	$M = 3$	$M = 5$
$P_{fa} = 10^{-4}$	$K_1 = 3$ $K_2 = 2$ $K_3 = 1$ $T_1 = 0.1718$ $T_2 = 0.2373$ $T_3 = 0.0892$ $P_d = 0.5785$	$K_1 = 3$ $K_2 = 2$ $K_3 = 1$ $T_1 = 0.2672$ $T_2 = 0.2215$ $T_3 = 0.1017$ $P_d = 0.9376$	$K_1 = 0$ $K_2 = 1$ $K_3 = 1$ $T_1 = 0.0354$ $T_2 = 0.1825$ $T_3 = 0.2739$ $P_d = 0.9767$
$P_{fa} = 10^{-5}$	$K_1 = 4$ $K_2 = 1$ $K_3 = 2$ $T_1 = 0.4128$ $T_2 = 0.1617$ $T_3 = 0.2287$ $P_d = 0.4968$	$K_1 = 1$ $K_2 = 6$ $K_3 = 1$ $T_1 = 0.1199$ $T_2 = 0.6412$ $T_3 = 0.2027$ $P_d = 0.9197$	$K_1 = 0$ $K_2 = 0$ $K_3 = 4$ $T_1 = 0.1670$ $T_2 = 0.0891$ $T_3 = 0.5089$ $P_d = 0.9704$



**Figure III.7** : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de  $P_{fa}$  et  $M$ , en considérant la règle de fusion AND.

La figure III.8 représente l'évolution du temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB). Cette figure montre que la diminution du temps d'acquisition correspond également à une augmentation du nombre des antennes  $M$  et une diminution de la probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ .

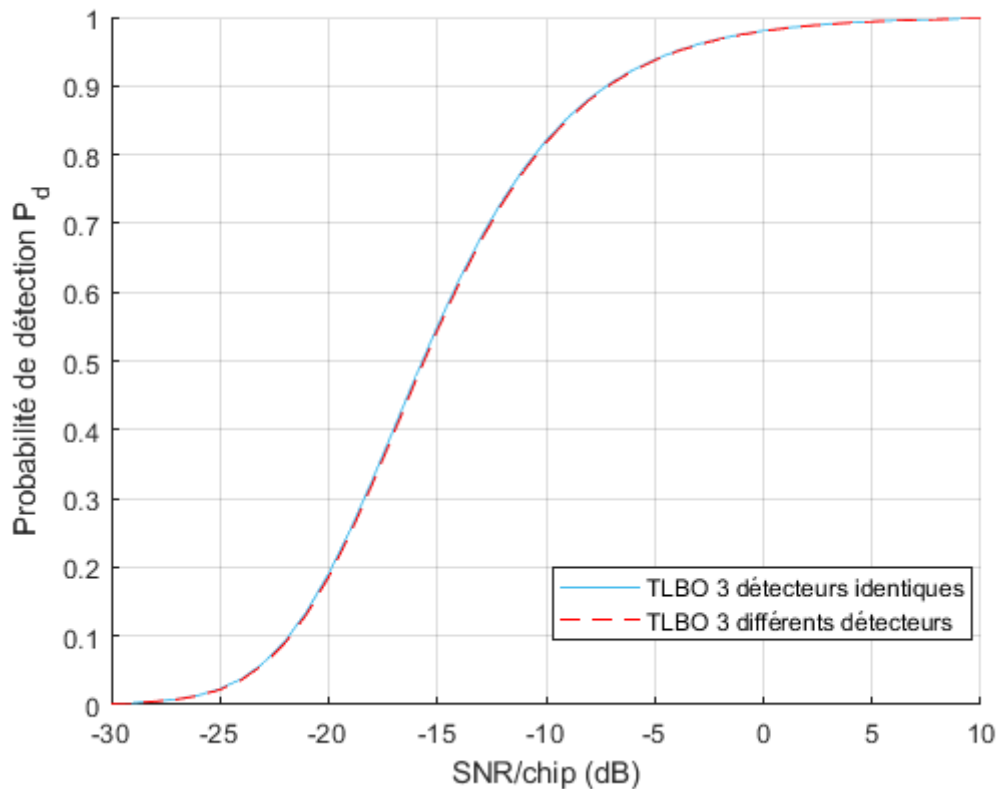
Le tableau III.3 contient des comparaisons entre les types des détecteurs (identiques et différents) pour toutes les méthodes d'optimisation métaheuristiques (PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO). La Figure III.9 explore la probabilité de détection en fonction du SNR /Chip (dB) pour les deux types de détecteurs avec la méthode TLBO. Nous remarquons que lorsque les détecteurs sont identiques les résultats sont un peu meilleurs.



**Figure III.8 :** Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip (dB) pour différentes valeurs de  $P_{fa}$  et  $M$ , en considérant la règle de fusion AND.

**Tableau III.3** : Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes pour la règle de fusion AND et l'algorithme d'optimisation TLBO des deux types de détecteurs.

Type des détecteurs	PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
<b>Différents</b>	$K_1 = 7$	$K_1 = 0$	$K_1 = 2$	$K_1 = 2$	$K_1 = 3$
	$K_2 = 7$	$K_2 = 0$	$K_2 = 3$	$K_2 = 5$	$K_2 = 2$
	$K_3 = 8$	$K_3 = 8$	$K_3 = 6$	$K_3 = 4$	$K_3 = 1$
	$T_1 = 0.0051$	$T_1 = 0.0001$	$T_1 = 0.1126$	$T_1 = 0.2021$	$T_1 = 0.2672$
	$T_2 = 0.3418$	$T_2 = 0.5412$	$T_2 = 0.4109$	$T_2 = 0.3624$	$T_2 = 0.2215$
	$T_3 = 1.0762$	$T_3 = 0.5718$	$T_3 = 0.2007$	$T_3 = 1.0335$	$T_3 = 0.1017$
	$P_d = 0.9307$	$P_d = 0.8943$	$P_d = 0.9361$	$P_d = 0.9308$	$P_d = 0.9376$
<b>Identiques</b>	$K = 6$	$K = 0$	$K = 4$	$K = 7$	$K = 0$
	$T = 0.3359$	$T = 0.1365$	$T = 0.2521$	$T = 0.3896$	$T = 0.1365$
	$P_d = 0.9367$	$P_d = 0.9385$	$P_d = 0.9374$	$P_d = 0.9363$	$P_d = 0.9385$



**Figure III.9** : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB) pour la règle de fusion AND et l'algorithme d'optimisation TLBO des deux types de détecteurs.

Les tableaux III.4 et III.5 représentent les paramètres estimés par les algorithmes PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO en utilisant les règles des fusions AND et OR pour des détecteurs différents et identiques, respectivement, pour les valeurs de  $M = 3$ , nombre de cellule  $N_c =$

24,  $N = 96$  et  $SNR = -5$  dB. Les figures III.10 et III.12 représentent la probabilité de détection en fonction du SNR/Chip (dB), pour les deux règles de fusion et de nombre de cellules  $N_c$ . Nous observons que la fusion OR est nettement mieux.

Le figure III.11 représente le temps d'acquisition moyen de l'algorithme TLBO en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) pour deux règles de fusion AND et OR, on remarque que le temps d'acquisition moyen devient moins long, précisément lorsque les valeurs de SNR/Chip (dB) dépassent -15dB dans la méthode OR-TLBO, et les valeurs de SNR/Chip (dB) dépassent -5dB dans la méthode AND-TLBO. On constate que, le temps d'acquisition résultant de la règle AND est supérieurs à celui résultant de la règle OR. On note aussi clairement qu'il y a une légère diminution de la valeur moyenne du temps d'acquisition pour la règle OR.

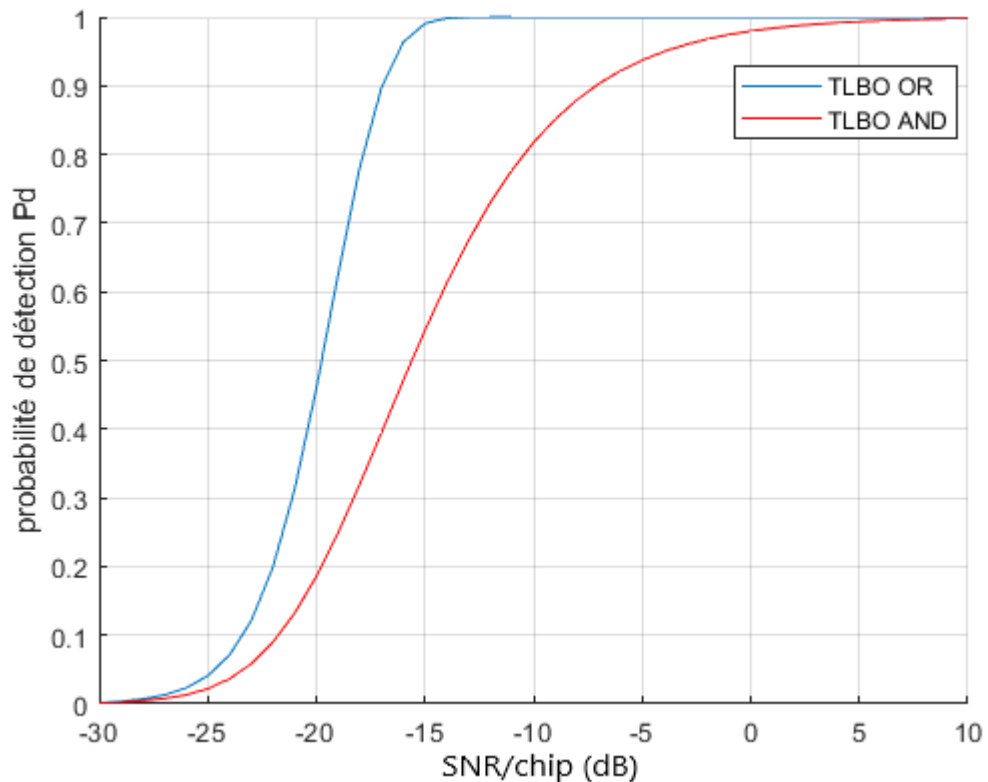
**Tableau III.4** : Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation pour les règles de fusion AND et OR.

Fusion	PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
AND	$K_1 = 7$	$K_1 = 0$	$K_1 = 2$	$K_1 = 2$	$K_1 = 3$
	$K_2 = 7$	$K_2 = 0$	$K_2 = 3$	$K_2 = 5$	$K_2 = 2$
	$K_3 = 8$	$K_3 = 8$	$K_3 = 6$	$K_3 = 4$	$K_3 = 1$
	$T_1 = 0.0051$	$T_1 = 0.0001$	$T_1 = 0.1126$	$T_1 = 0.2021$	$T_1 = 0.2672$
	$T_2 = 0.3418$	$T_2 = 0.5412$	$T_2 = 0.4109$	$T_2 = 0.3624$	$T_2 = 0.2215$
	$T_3 = 1.0762$	$T_3 = 0.5718$	$T_3 = 0.2007$	$T_3 = 1.0335$	$T_3 = 0.1017$
	$P_d = 0.9307$	$P_d = 0.8943$	$P_d = 0.9361$	$P_d = 0.9308$	$P_d = 0.9376$
OR	$K_1 = 8$	$K_1 = 2$	$K_1 = 7$	$K_1 = 6$	$K_1 = 2$
	$K_2 = 7$	$K_2 = 7$	$K_2 = 5$	$K_2 = 7$	$K_2 = 7$
	$K_3 = 0$	$K_3 = 2$	$K_3 = 3$	$K_3 = 6$	$K_3 = 2$
	$T_1 = 3.5786$	$T_1 = 1.0440$	$T_1 = 1.4530$	$T_1 = 2.2154$	$T_1 = 1.0440$
	$T_2 = 1.4399$	$T_2 = 1.4537$	$T_2 = 2.0706$	$T_2 = 1.4425$	$T_2 = 1.4537$
	$T_3 = 0.9163$	$T_3 = 0.9432$	$T_3 = 1.0783$	$T_3 = 2.1433$	$T_3 = 0.9432$
	$P_d = 0.9984$	$P_d = 0.9991$	$P_d = 0.9989$	$P_d = 0.9987$	$P_d = 0.9991$

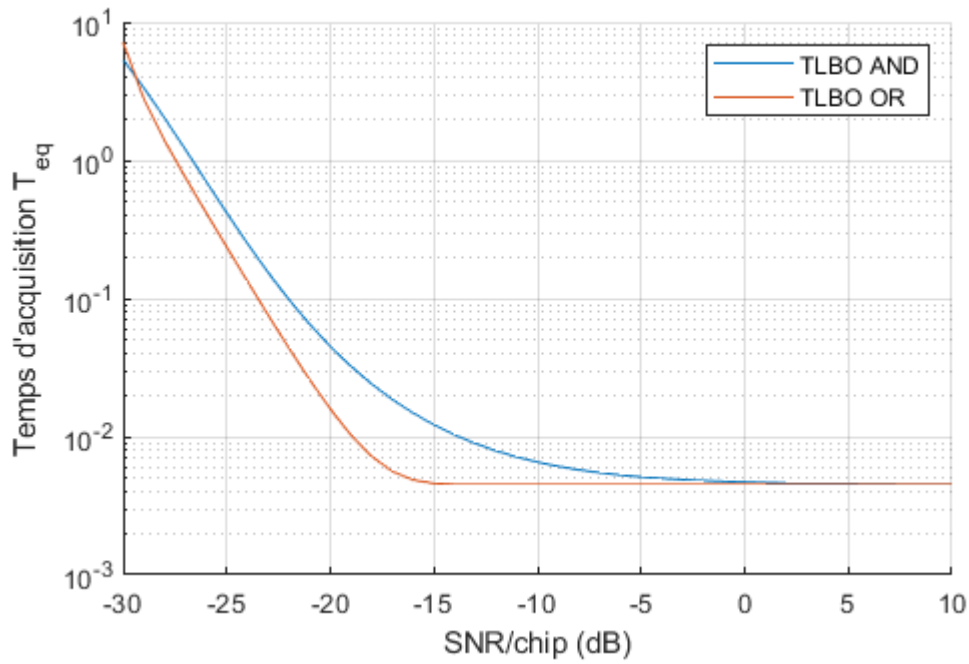


**Tableau III.5** : Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes pour les règles de fusion AND et OR et différents nombres de cellules de référence.

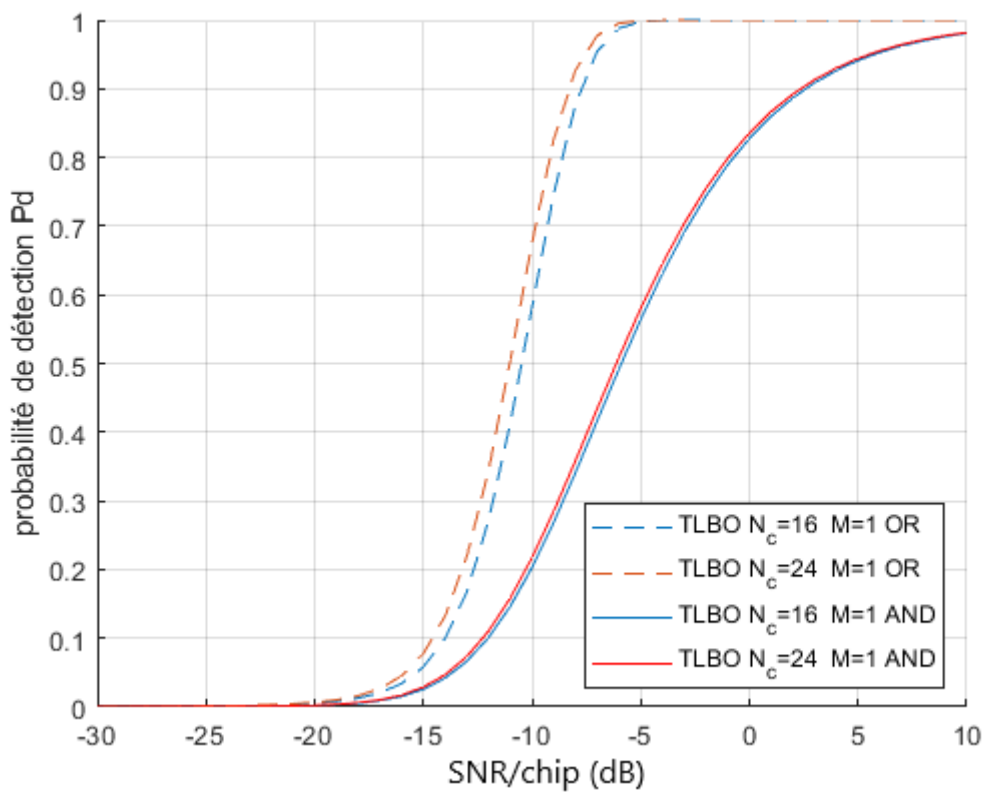
Nombre de cellule	fusion	PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
$N_c = 16$	AND	$K = 0.3359$ $T = 6$ $P_d = 0.9367$	$K = 0$ $T = 0.1365$ $P_d = 0.9385$	$K = 4$ $T = 0.2521$ $P_d = 0.9374$	$K = 7$ $T = 0.3896$ $P_d = 0.9363$	$K = 0$ $T = 0.1365$ $P_d = 0.9385$
	OR	$K = 5$ $T = 0.6509$ $P_d = 0.9328$	$K = 1$ $T = 0.2705$ $P_d = 0.9360$	$K = 7$ $T = 1.0712$ $P_d = 0.9303$	$K = 5$ $T = 0.6509$ $P_d = 0.9328$	$K = 1$ $T = 0.2705$ $P_d = 0.9360$
$N_c = 24$	AND	$K = 0.3359$ $T = 6$ $P_d = 0.9367$	$K = 0$ $T = 0.1365$ $P_d = 0.9385$	$K = 4$ $T = 0.2521$ $P_d = 0.9374$	$K = 7$ $T = 0.3896$ $P_d = 0.9363$	$K = 0$ $T = 0.1365$ $P_d = 0.9385$
	OR	$K = 7$ $T = 1.6731$ $P_d = 0.9993$	$K = 2$ $T = 0.7590$ $P_d = 0.9995$	$K = 6$ $T = 1.4192$ $P_d = 0.9993$	$K = 6$ $T = 1.4192$ $P_d = 0.9993$	$K = 2$ $T = 0.7590$ $P_d = 0.9995$



**Figure III.10** : Comparaison entre les probabilités de détection de l’algorithme TLBO pour les deux règles de fusion AND et OR.



**Figure III.11 :** Comparaison entre les temps d'acquisition de l'algorithme TLBO pour les deux règles de fusion AND et OR.



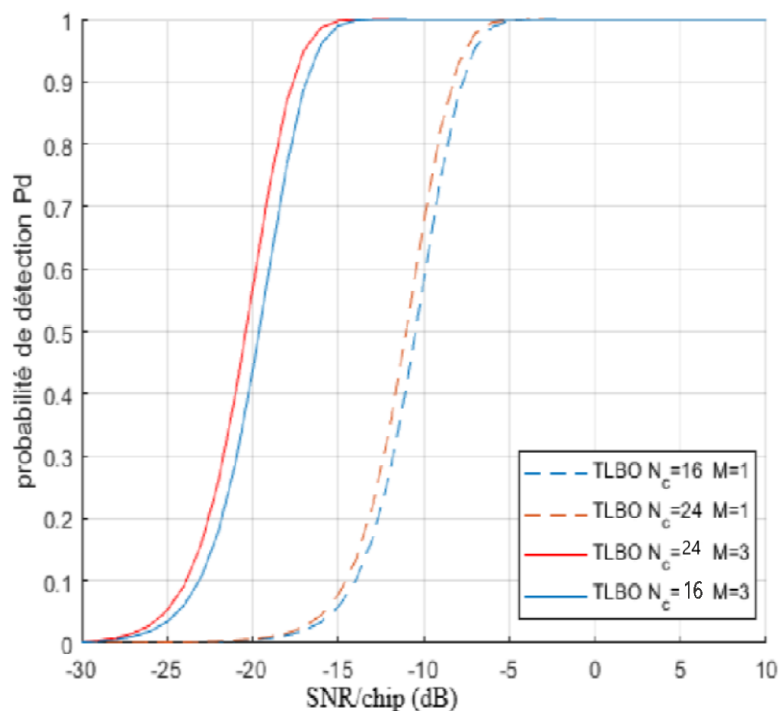
**Figure III.12 :** Comparaison entre les probabilités de détection de l'algorithme TLBO pour les deux règles de fusion AND et OR et différents nombres de  $N_c$ .

Le tableau III.6 représente des comparaisons entre les types des détecteurs (identiques et différents) pour les cinq méthodes d'optimisation. Nous remarquons que la meilleure méthode d'optimisation est TLBO et le type de détecteurs identiques est un peu mieux. La figure III.13 et le tableau III.7 représentent la probabilité de détection et les paramètres estimés pour différents nombre d'antennes  $M$ , une fenêtre de référence  $N_c = 16; 24$  et une durée de corrélation partielle  $N = 96$ . A partir la figure III.13 et le tableau III.7, on voit qu'il y a une augmentation intéressante de la probabilité de détection suivant l'augmentation du nombre d'antennes  $M$  et nombre de cellules de référence  $N_c$ .

La figure III.14 représente le temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) de l'algorithme TLBO pour différentes valeurs longueur de corrélation partielle  $N$  en considérant la règle de fusion OR. L'observation des résultats montre l'effet positif de l'augmentation de la longueur de corrélation partielle  $N$ .

**Tableau III.6** : Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation de la règle de fusion OR pour les deux types de détecteurs.

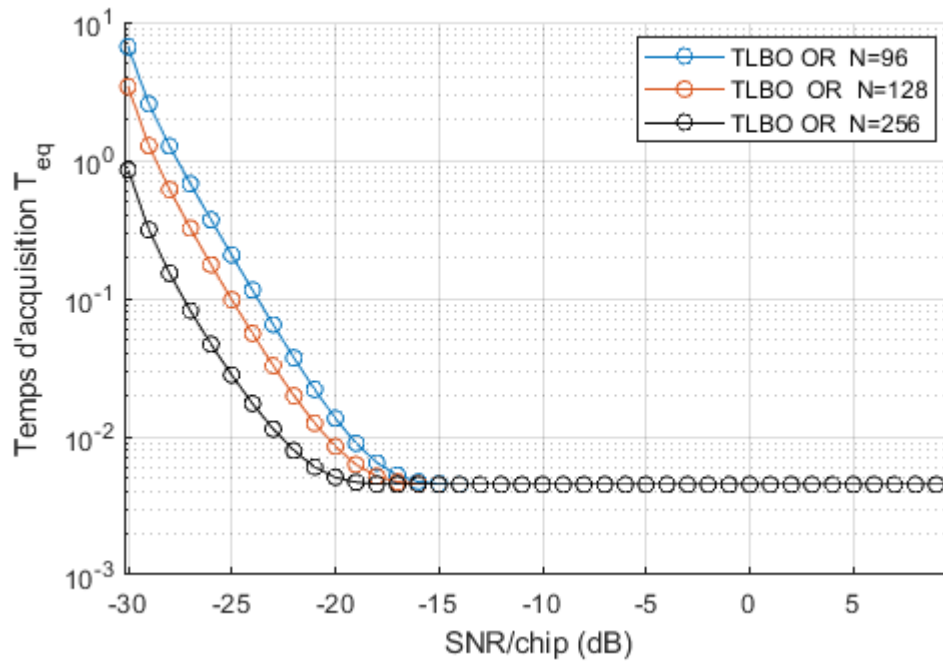
Types des détecteurs	PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
Différents	$K_1 = 8$	$K_1 = 2$	$K_1 = 7$	$K_1 = 6$	$K_1 = 2$
	$K_2 = 7$	$K_2 = 7$	$K_2 = 5$	$K_2 = 7$	$K_2 = 7$
	$K_3 = 0$	$K_3 = 2$	$K_3 = 3$	$K_3 = 6$	$K_3 = 2$
	$T_1 = 3.5786$	$T_1 = 1.0440$	$T_1 = 1.4530$	$T_1 = 2.2154$	$T_1 = 1.0440$
	$T_2 = 1.4399$	$T_2 = 1.4537$	$T_2 = 2.0706$	$T_2 = 1.4425$	$T_2 = 1.4537$
	$T_3 = 0.9163$	$T_3 = 0.9432$	$T_3 = 1.0783$	$T_3 = 2.1433$	$T_3 = 0.9432$
	$P_d = 0.9984$	$P_d = 0.9991$	$P_d = 0.9989$	$P_d = 0.9987$	$P_d = 0.9991$
Identiques	$K = 7$	$K = 2$	$K = 6$	$K = 6$	$K = 2$
	$T = 1.6731$	$T = 0.7590$	$T = 1.4192$	$T = 1.4192$	$T = 0.7590$
	$P_d = 0.9993$	$P_d = 0.9995$	$P_d = 0.9993$	$P_d = 0.9993$	$P_d = 0.9995$



**Figure III.13 :** Probabilité de détection en fonction de SNR/Chip (dB) dans l’algorithme TLBO pour la règle de fusion OR et nombre différents de  $N_c$  et  $M$ .

**Tableau III.7 :** Paramètres estimés en utilisant les cinq algorithmes d’optimisation de la règle defusion OR pour différents nombres de détecteurs et cellules de référence.

		PSO	GA	BBO	SFLA	TLBO
$M = 1$	$N_c = 16$	$K = 4$ $T = 2.4679$ $P_d = 0.7941$	$K = 4$ $T = 2.4679$ $P_d = 0.7941$	$K = 4$ $T = 2.4679$ $P_d = 0.7941$	$K = 1$ $T = 1.1810$ $P_d = 0.8321$	$K = 0$ $T = 0.9047$ $P_d = 0.8406$
	$N_c = 24$	$K = 3$ $T = 0.8872$ $P_d = 0.8605$	$K = 3$ $T = 0.8872$ $P_d = 0.8605$	$K = 6$ $T = 1.4192$ $P_d = 0.8450$	$K = 7$ $T = 1.6731$ $P_d = 0.8385$	$K = 0$ $T = 0.5365$ $P_d = 0.8717$
$M = 3$	$N_c = 16$	$K = 6$ $T = 4.2729$ $P_d = 0.9985$	$K = 6$ $T = 4.2729$ $P_d = 0.9985$	$K = 7$ $T = 5.8411$ $P_d = 0.9982$	$K = 4$ $T = 2.4679$ $P_d = 0.9989$	$K = 3$ $T = 1.9216$ $P_d = 0.9991$
	$N_c = 24$	$K = 7$ $T = 1.6731$ $P_d = 0.9993$	$K = 2$ $T = 0.7590$ $P_d = 0.9995$	$K = 6$ $T = 1.4192$ $P_d = 0.9993$	$K = 6$ $T = 1.4192$ $P_d = 0.9993$	$K = 2$ $T = 0.7590$ $P_d = 0.9995$



**Figure III.14 :** Temps d'acquisition moyen en fonction de SNR/Chip (dB) de l'algorithme TLBO pour la règle de fusion OR et nombre différents nombre de  $N$ .

### III.4 CONCLUSION

Afin d'évaluer les performances du système proposé, nous avons discuté et analysé les résultats de la simulation pour 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, la probabilité de fausse alarme, la longueur de corrélation partielle, le nombre des cellules de référence, sont représentés et comparés. Les résultats obtenus montrent que la meilleure méthode d'optimisation utilisée est TLBO et les performances du système s'améliorent lorsque le nombre d'antennes ou de cellule de référence ou de détecteurs augmente. Ensuite, nous avons comparé les règles de fusion AND et OR. A l'aide des résultats obtenus, nous observons que la règle de fusion OR donne les meilleurs résultats.



**CONCLUSION  
GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Dans cette étude, nous avons essayé de prouver l'efficacité des méthodes méta-heuristiques pour optimiser le seuil de détection dans les systèmes distribués CMLD-CFAR. Ces derniers peuvent être utilisés pour améliorer les performances de l'acquisition adaptative des séquences pseudo-aléatoires utilisées dans les systèmes DS/CDMA. Dans ce cas, la communication nécessite une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur qui est réalisée en deux étapes (l'acquisition et la poursuite).

En raison de l'évolution de l'environnement et de l'instabilité des signaux, un seuil fixe ne permet pas d'obtenir de bons résultats. Donc, nous avons utilisé un seuil de détection adaptatif qui est basé sur le principe CFAR distribué. L'objectif des systèmes CFAR distribués est de maximiser la probabilité totale de détection tout en conservant la probabilité de fausse alarme constante. Ainsi, le développement mathématique de ces deux probabilités pour un système qui ne contient que deux détecteurs génère un système d'équations non-linéaire avec un nombre d'inconnus qui dépasse le nombre d'équations, ce qui est difficile à optimiser. Le problème devient plus compliqué pour les systèmes qui contiennent trois détecteurs ou plus. Les méthodes classiques d'optimisation sont déconseillées pour les systèmes temps réel à cause du temps de traitement assez long. Donc, nous proposons de résoudre le problème de manière intelligente utilisant les algorithmes méta-heuristiques d'optimisation, à savoir : PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les principales techniques de transmission utilisées dans les systèmes de communication FDMA, TDMA et CDMA ; ainsi que la technique d'étalement de spectre. En plus, nous avons introduit le principe de la détection CFAR avec plusieurs types d'algorithmes. Nous sommes également intéressés à la conception de systèmes distribués CFAR avec un centre de fusion de données.

Dans le deuxième chapitre, nous commençons par une description et une analyse du système proposé. Ensuite, nous avons proposé une architecture de système d'acquisition composée des antennes intelligentes adaptatives (utilisant l'algorithme LMS pour l'adaptation des poids) et des détecteurs adaptatifs distribués CMLD-CFAR. Au niveau de ces derniers, nous avons employés les méthodes méta-heuristiques d'optimisation pour obtenir les valeurs optimales des seuils adaptatifs des différents détecteurs locaux constituant le système d'acquisition proposé.

Dans le dernier chapitre, plusieurs techniques méta-heuristiques d'optimisation, telles que, PSO, GA, BBO, SFLA et TLBO sont adaptées au problème traité en utilisant la détection

distribuée CMLD-CFAR et en prenant en compte l'effet d'un certain nombre de paramètres sur le système d'acquisition. Les résultats obtenus sont en utilisant les cinq algorithmes d'optimisation sont présentés et comparés. Deux critères de performance sont étudiés, la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen. En plus, deux règles de fusion (AND et OR) sont considérées au niveau du centre de fusion de données du système distribué CMLD-CFAR. Nous avons constaté que les meilleures performances avaient été obtenues avec l'algorithme OR-TLBO en employant un grand nombre de détecteurs locaux et d'éléments d'antennes.





# **REFERENCES**

### Liste des références

- [1] :H. KROUMA et al., "Performance Analysis of an Adaptive Threshold Hybrid Double-Dwell System with Antenna Diversity for Acquisition in DS-CDMA Systems," International Journal of Information and Communication Engineering, Vol.4, N°5, 2008.
- [2] R. BEKHAKHECHA, Détection Adaptative pour les Systèmes de Communication DS-CDMA, Thèse de Magister, Université de Constantine
- [3] : W. KRIBAA, A. NIOU, Application de l'Algorithme OS-CFAR dans un Système de Communication Hybride, mémoire d'ingénieur, Université Kasdi MERBAH, Ouargla.
- [4] :Sofwan A. and Barkat M., PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding trimmed-mean CFAR processing for CDMA communication. Proceeding Springer, Congress on Engineering and Technology (S-CET), 2012.
- [5] :Aissaoui A. and Hammoudi Z., A rapid adaptive PN code acquisition with antenna diversity for DS-CDMA communication. Proceeding IEEE of the International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA'09), 2009.
- [6] : Wireless communication systems.
- [7] :Hacini L., Schemas hybrides d'acquisition adaptative de codes PN pour des communications DS-CDMA dans un canal Rayleigh. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2012.
- [8] : R. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications--A Tutorial," IEEE Transactions on Communications, vol. 30, pp. 855-884, 1982.
- [9] : D. Campana and P. Quinn, "Spread-spectrum communications," IEEE Potentials, vol. 12, pp. 13-16, 1993.
- [10] : D. Prabakaran. (2005) Spread-Spectrum Technology and its Application, Electronics for you.
- [11] : ALHARIQI N. ; PN Acquisition Using Adaptive Thresholding and Smart Antenna for Direct Sequence CDMA Mobile Communication Submitted ,2013.

- [12]: A. AISSAOUI, Synchronisation Adaptative du Code PN dans les Systèmes de Communication DS/SS, Thèse de doctorat, Université MENTOURI Constantine, 2008.
- [13]: IFTENE E.; Étude des structures d'entrelaceurs pour le codage turbo du canal pour l'optimisation des systèmes de communication par satellite, Mémoire de Magister, université d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [14]: DON TORRIERI, Principles of spread-spectrum communication systems, ©2005 Springer Science + Business Media, Inc.
- [15]: M. Barkat, Signal Detection and Estimation, 2nd Edition, Artech House, Boston, MA. 2005.
- [16]: LNCI OZGUNES T. et SALEEM K.; The variably trimmed mean CFAR detector for nonhomogeneous background, 1990.
- [17]: Cai L. et al., Performance analysis of distributed fuzzy CA-CFAR detector in Pearson distributed clutter, Proceeding IEEE, Sixth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD'09), 2009.
- [18]: Barkat M. and Varshney P. K. On Adaptive Cell-Averaging CFAR (Constant FalseAlarm Rate) Radar Signal Detection, Syracuse University, Department of Electrical and Computer Engineering, 1987
- [19]: Seksaf A., Optimisation du Seuil de Détection dans les Systèmes Distribués CFAR par Essaims de Particules (OEP), Thèse de Magister, Université de Biskra, 2015.
- [20]: Tonguz I. O. and Kassam S., The variably trimmed mean CFAR detector for nonhomogeneous background, Moore School of Electrical Engineering Philadelphia Department of Electrical Engineering, 1990.
- [21]: Laroussi T., Barkat M. and Benadjina N., Performance analysis of TM-CFAR detection in time diversity systems for pulse-to-pulse correlated targets in presence of clutter edges and outlying targets: A comparison through extensive simulations. Proceeding IEEE In Radar Conference (RADAR'08), 2008.
- [22]: Gandhi, P. P., Kassam, S. A., "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 24, No .4, July 1988, pp. 427-444.

- [23]: J. T. Rickard and G.M. Dillard, "Adaptive Detection Algorithms for Multiple-Target Situations", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-13, no. 4, July 1977.
- [24]: BARAKAT M. ; Signal detection and estimation ,2005.
- [ 25]: Polydoros, A., & Weber, C. (1984). A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition—Part I: General theory. IEEE Trans. Commun., 32, 542–549.
- [26]: Lie-Liang, Y., & Hanzo, L. (2001). Serial acquisition of DS CDMA signals in multipath fading mobile channels. IEEE Trans. Veh. Technol., 50, 617–628.
- [27]: Proakis, J. G. (2001). Digital communications (4th ed.). New York: McGraw-Hill Book Inc.
- [28]: Rick, R. R., & Milstein, L. B. (1998). Optimal decision strategies for acquisition of spread-spectrum signals in frequency-selective fading channels. IEEE Trans. Commun., 46, 686–694.
- [29]: M. Barkat, *Signal Detection and Estimation*, 2nd Edition, ArtechHouse, Boston, MA, 2005.
- [30]: Song, Y. S., Kwon, H. M., & Min, B. J. (2001). Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications. IEEE Trans. Veh. Technol., 50, 1613–1628.
- [31]: Lie-Liang, Y., & Hanzo, L. (2001). Serial acquisition of DSCDMA signals in multipath fading mobile channels. IEEE Trans. Veh. Technol., 50, 617–628.
- [32]: R. Bekhakhecha, M. Barkat, and S. Alshebeili, "Adaptive acquisition of a PNcode using OS-CFAR detection and antenna diversity for a multipath Rayleigh fading channel," International Conference on Computer and Communication Engineering, Malaysia, 2006.
- [33]: L.-L. Yang, and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, pp. 617–628, 2001.

- [34]: P. P. Gandhi and S. A. Kassam, "Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, pp. 427-445, 1988.
- [35]: H. A. David and H. N. Nagaraja, *Order Statistics*, 3rd Edition, Wiley, New Jersey, 2003.
- [36]: Kamps and U. Gather, "Characteristic Properties of Generalized Order Statistics From Exponential Distributions", *Applicaciones Mathematicae*, pp. 383-391, 1997.
- [37]: Nour Nasser Alhariqi, *PN Acquisition Using Adaptive Thresholding and Smart Antenna for Direct Sequence CDMA Mobile Communication* Master's Degree King Saud University 2013.
- [38]: R. Balamurugan; A.M. Natarajan; K. Premalatha (2015). "Stellar-Mass Black Hole Optimization for Biclustering Microarray Gene Expression Data". *Applied Artificial Intelligence*. 29 (4): 353–381. doi:10.1080/08839514.2015.1016391. S2CID 44624424.
- [39]: Bianchi, Leonora; Marco Dorigo; Luca Maria Gambardella; Walter J. Gutjahr (2009). "A survey on metaheuristics for stochastic combinatorial optimization". *Natural Computing*. 8 (2): 239–287. doi:10.1007/s11047-008-9098-4. S2CID 9141490.
- [40]: Ahmed H. and Glasgow J., *Swarm intelligence: concepts, models and applications*. Technical Report, School Of Computing, Queens University, 2012.
- [41]: Bai Q., *Analysis of particle swarm optimization algorithm*, *Computer and information science*, Vol. 3, p. 180, 2010.
- [42]: Mezache A. ; *optimisation de la détection décentralisée CFAR dans un cluster Wei bull utilisant les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones flous*; thèse du doctorat ; université Constantine.
- [43]: I Boussaïd, A Chatterjee, P Siarry, M Ahmed-Nacer - *Computers & Operations Research*; 2012.
- [44]: J- Ebrahimi. SH Hosseinian *IEEE Transactions on* , 2010 - [ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org).
- [45]: K Bourahla, ZR Belli, T Hacib - 2019 - [dspace.univ-jijel.dz](http://dspace.univ-jijel.dz).

## Résumé :

L'objectif du présent travail est l'amélioration de l'acquisition adaptative des séquences pseudo-aléatoires (PN) dans les systèmes de communication DS/CDMA. Les systèmes d'acquisitions à seuil fixe sont incapables de s'adapter à des environnements de communications mobiles à variation rapide et peuvent conduire à un taux élevé de fausses alarmes et / ou à une faible probabilité de détection. Par conséquent, nous proposons un arrangement de manière adaptatif du seuil de détection par l'utilisation du détecteur distribué (CMLD-CFAR). Dans cette étude, un système d'acquisition série à seuillage adaptatif utilisant plusieurs détecteurs locaux et des antennes intelligentes est proposé et étudié. Afin d'optimiser les seuils des différents détecteurs composant ce système d'acquisition, différents algorithmes méta-heuristiques (PSO, GA, BBO, SFLA, TLBO) sont proposés et comparés. La probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen du système proposé ont été évalués pour les cinq algorithmes d'optimisation, en considérant deux règles de fusion (And et OR). Les résultats obtenus montrent la supériorité de l'algorithme d'optimisation OR-TLBO.

**Mots clés :** DS-CDMA, détection distribuée, CMLD-CFAR, les méthodes méta-heuristiques d'optimisation, antennes intelligente, canal Rayleigh.

## المخلص:

الهدف من العمل الحالي هو تحسين الاكتساب التكيفي للتسلسلات العشوائية الزائفة (PN) في أنظمة الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز بمتتالية مباشرة DS / CDMA. أنظمة الاستحواذ ذات العتبة الثابتة غير قادرة على التكيف مع بيانات الاتصالات المتنقلة المتغيرة بسرعة ويمكن أن تؤدي إلى معدل عالٍ من الإنذارات الكاذبة و / أو احتمالية منخفضة للكشف. لذلك ، نقتراح ترتيباً تكيفياً لعتبة الكشف عن طريق استخدام كاشف الموزع (CMLD-CFAR) في هذه الدراسة ، تم اقتراح ودراسة نظام اقتناء تسلسلي لعتبة تكيفية باستخدام العديد من أجهزة الكشف المحلية والهوائيات الذكية من أجل تحسين عتبات الكاشفات المختلفة التي تشكل نظام الاستحواذ هذا ، خوارزميات وصفية مختلفة (PSO ، GA ، BBO ، SFLA ، TLBO) تم اقتراحها ومقارنتها ، تم تقييم احتمال الاكتشاف ومتوسط وقت الاستحواذ للنظام المقترح لخوارزميات التحسين الخمسة ، مع مراعاة قاعدتي دمج ("و" و"أو") تظهر النتائج التي تم الحصول عليها تفوق خوارزمية التحسين OR-TLBO .

**الكلمات الرئيسية:** DS-CDMA، الكاشف الموزع، CMLD-CFAR، طرق التحسين الفوقية، الهوائيات الذكية، قناة راييلي.

## Abstract:

The objective of the present work is to improve the adaptive acquisition of pseudo-random sequences (PN) in DS / CDMA communication systems. Fixed-threshold acquisition systems are unable to adapt to rapidly varying mobile communications environments and can lead to a high rate of false alarms and / or a low probability of detection. Therefore, we propose an adaptive arrangement of the detection threshold by using the distributed detector (CMLD-CFAR). In this study, an adaptive thresholding serial acquisition system using several local detectors and smart antennas is proposed and studied. In order to optimize thresholds of the different detectors making up this acquisition system, different meta-heuristic algorithms (PSO; GA; BBO; SFLA; TLBO) are proposed and compared. The probability of detection and the mean acquisition time of the proposed system were evaluated for the five optimization algorithms, considering two fusion rules (AND and OR). The obtained results show the superiority of the OR-TLBO optimization algorithm.

**Keywords:** DS-CDMA, distributed detection, CMLD-CFAR, meta-heuristic optimization methods, smart antennas, Rayleigh channel.