

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

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication
Département d'électronique et des télécommunications



Mémoire MASTER ACADEMIQUE

Domaine: Sciences et technique

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes De Télécommunications

Présenté par :

Imane MAHMOUDI

Kaoutar MOSBAH

Thème

*Amélioration de l'acquisition adaptative des séquences PN
dans les systèmes DS-CDMA en utilisant la technique
d'optimisation des essais de particules*

Soutenu publiquement le : 26/Juin/2018

M ^r .	AOUN ALLAH Nacer	Président	MCB	UKM Ouargla
M ^{me} .	BENKRINAH Sabra	Encadreur	MCB	UKM Ouargla
M ^r .	MOAD Mohamed Sayah	Examineur	MAA	UKM Ouargla
M ^{me} .	CHARIF Fella	Examinatrice	MCA	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2017 /2018

L'objectif de ce mémoire est d'améliorer l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN dans un système DS/CDMA en utilisant la technique d'optimisation par essais de particules.

Dans cette étude, un système d'acquisition à seuillage adaptatif avec un schéma de recherche série est proposé et étudié. Le système proposé utilise la technique de détection distribuée TFAC "Taux de Fausse Alarme Constant", basée sur l'utilisation de plusieurs détecteurs avec un centre de fusion des données. Son intérêt est dû à un certain nombre d'avantages par rapport aux systèmes de détection centralisée. Malgré ces avantages, il convient de noter la difficulté rencontrée dans le côté applicatif. Cela est dû au fait que ces systèmes ont une caractéristique non linéaire en fonction d'un nombre important de paramètres qui devraient être définis et qui font que les méthodes d'optimisation classiques ne peuvent pas être utilisées.

Le présent travail est destiné à étudier une technique d'optimisation inspirée de l'interaction des individus évoluant en essaims, qui est connue sous le nom de l'Optimisation par Essaim de Particules (OEP). Cette technique est utilisée afin de résoudre le problème d'optimisation du seuil de détection dans les systèmes distribués TM-CFAR. Après avoir analysé les résultats obtenus, nous pouvons conclure qu'une règle de fusion OR permet d'obtenir les meilleures performances en détection.

The purpose of this dissertation is to improve the adaptive acquisition of the Pseudo-Noise PN sequence in DS/CDMA system using the particle swarm optimization technique.

In this study, an adaptive threshold acquisition system with a series search plan proposed and studied. The proposed system use the distributive detection technique TFAC "False Alarm Constant Rate", based on the use of many detectors with a data fusion center. Its interest is due to a number of advantages over centralized detection systems. Despite these advantages, it should be noted the difficulty encountered in the application side. This is because these systems have a non-linear characteristic as a function of a large number of parameters that should be defined and which make conventional optimization methods impossible to use.

The present work is intended to study an optimization technique inspired by the interaction of individuals evolving in swarms, which is known as Particle Swarm Optimization (OEP). This technique is used to solve the problem of optimization of the detection threshold in TM-CFAR distributed systems. After having analyzed the results obtained, we can conclude that an OR fusion rule makes it possible to obtain the best performances in detection.

الغرض من هذه المذكرة هو تحسين أداء الاقتناء التكيفي للمتتاليات المباشرة في أنظمة اتصالات الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز بمتتالية مباشرة باستخدام تقنية تحسين سرب الجسيمات.

في هذه الدراسة، اقترحنا و درسنا نظام اقتناء عتبة التكيف التسلسلي. يستخدم النظام المقترح الكشف بتقنية "معدل إنذار كاذب ثابت" ، استنادًا إلى استخدام العديد من أجهزة الكشف مع مركز دمج البيانات. ترجع الفائدة منه إلى عدد من المزايا مقارنة بأنظمة الكشف المركزية. على الرغم من هذه المزايا، تجدر الإشارة إلى الصعوبة التي واجهته في الجانب التطبيقي. هذا لأن هذه الأنظمة لها خاصية غير خطية كدالة لعدد كبير من العوامل التي يجب تعريفها والتي تجعل طرق التحسين التقليدية مستحيلة الاستخدام.

يهدف هذا العمل إلى دراسة تقنية التحسين المستوحاة من تفاعل الأفراد الذين يتطورون في أسراب، والذي يعرف باسم "تحسين سرب الجسيمات" يتم استخدام هذه التقنية لحل مشكلة تحسين عتبة الكشف في الأنظمة الموزعة لمتوسط القلص بمعدل إنذار كاذب ثابت. بعد تحليل النتائج التي تم الحصول عليها، يمكننا أن نستنتج أن قاعدة الإدماج " أو " تجعل من الممكن الحصول على أفضل أداء في الكشف.

Remerciements

En premier lieu, louange à notre DIEU le tout puissant de nous avoir aidé à achever ce modeste travail.

En arrivant à ce jour, nous remercions chaleureusement nos chers parents, et ceux dont nous ne pouvons jamais leur rendre ce qu'ils ont fait pour nous, ceux qui ont su nous conduire vers le bon chemin et la bonne éducation.

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur **Mme. Sabra Benkrinah**, pour tout son soutien et ses conseils qui nous ont apportés de l'aide dans la réalisation de notre projet, ainsi que les membres du jury **Mr. Naceur Aounallah, Mr. Mohamed Sayah Moad** et **Mme. Fella Charif**.*

Nous remercions également tous nos professeurs.

*Sans oublier de remercier l'ensemble du personnel de l'Université **Kasdi-Merbah**, qui nous accueillent généreusement et surtout l'ensemble des enseignants du département d'Electronique et Des Télécommunications pour leurs encouragements.*

*Nos derniers remerciements, vont à **Prof. Amar Mezache** et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour l'aboutissement de ce travail.*

Dédicaces

J'ai toujours pensé faire où offrir quelque chose à mes parents en signe de reconnaissance pour tout ce qu'ils ont consenti comme efforts, rien que pour me voir réussir, et voilà, l'occasion est venue.

A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, et de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance

J'ai l'honneur de dédier ce modeste travail à:

À ma très chère grand-mère (mam Dídja), à mes chers parents, à qui je souhaite une très longue vie, pleine de joie, de bonheur et de prospérité.

A mon adorable frère Nadire et ma chère sœur Mana

A Mes très chères tantes et mes oncles et toute leur famille.

A toutes mes grandes familles, Mahmoudi et Slímani.

A ceux qui ont participé généreusement à ce travail.

Mon encadreur Sabra Benkrínah

ET

Mon binome Kaoutar Mosbah

A mes meilleurs amis:

MARYEM, NANO, WIDA, BINA, SAFO, RITA, GHANO, HOHO, CHAHI,

MISSA,

SAMSOMA.

et ceux que j'aime

A tous mes Amis(e) de l'université d'Ouargla

Iman M.

Dédicaces

A mes chers parents

*Sources de mes joies, secrets de ma force Vous serez toujours le modèle
Papa, dans ta détermination, ta force et ton honnêteté
Maman dans ta bonté, ta patience et ton dévouement
Merci d'être tout simplement mes parents
C'est à vous que je dois cette réussite
Et je suis fière de vous l'offrir*

A mon mari

*Qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour,
son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils,
pour toute son assistance et sa présence dans ma vie,
reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes
sentiments et de mon éternelle gratitude.*

Kaoutar

"AND" ,"OR"	Règles de fusion
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BPF	Band Passe Filtre.
CA-CFAR	Cell Averaging-CFAR.
CBS	Canal Binaire Symétrique
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
CUT	Cell Under Test.
DS-CDMA	Direct Sequence-CDMA.
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFH-CDMA	Fast Frequency Hopping-CDMA.
FH-CDMA	Frequency Hopping-CDMA.
GA	Génétique Algorithmes.
Gbest	Topologie Global Best.
GO-CFAR	Greatest Of CFAR.
Lbest	Topologie Local Best
LOS	Line Of Sight.
MLS	Maximal Length Sequence.
NLOS	None Line Of Sight.
OEP	L'optimisation par essaims de particules
OS-CFAR	Order Statistic –CFAR.
Pd	Probability of Detection.
Pfa	Probability of False Alarm.
PN	Pseudo-Noise.
PSO	Particle Swarm Optimization
SFH-CDMA	Slow Frequency Hopping-CDMA.
SNR	Signal-to-Noise Ratio.
SO-CFAR	Smallest-Of-CFAR.
SS	Spread Spectrum.
TDMA	Time Division Multiple Access
TFAC	Taux de Fausse Alerte Constante
TH-CDMA	Time Hopping-CDMA.
TM-CFAR	Trimmed Mean-CFAR.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.

Figure	Titre	Page
CHAPITRE 1		
1.1	Technique d'accès multiple FDMA	4
1.2	Technique d'accès multiple TDMA	5
1.3	Technique d'accès multiple CDMA	5
1.4	Différentes techniques CDMA	6
1.5	Principe étalement de spectre	7
1.6	densité spectrale de puissance du signal avant et après l'étalement.	7
1.7	Principe de DS-CDMA	8
1.8	Schéma fonctionnel d'une structure d'émetteur DS-CDMA	9
1.9	Schéma fonctionnel d'une structure de récepteur DS-CDMA	9
1.10	Description d'un canal binaire symétrique	12
1.11	Diagramme du canal binaire symétrique	12
1.12	Circuit générique d'acquisition	15
1.13	circuit de la recherche série	16
1.14	Circuit de recherche parallèle	16
CHAPITRE 2		
2.1	Schéma de principe d'un détecteur CFAR	19
2.2	Schéma du détecteur CA-GO-SO-CFAR	21
2.3	Schéma du détecteur OS-CFAR	21
2.4	Schéma du détecteur TM-CFAR	22
2.5	Système de détection distribuée avec centre de fusion	23
2.6	Principe de l'OEP	25
2.7	Différents types de topologies pour un essaim de particules	28
2.8	Organigramme de la PSO.	31
CHAPITRE 3		
3.1	Schéma du système d'acquisition série avec un centre de fusion.	33
3.2	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion AND.	39
3.3	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion OR.	39
3.4	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion AND.	40
3.5	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion OR.	40
3.6	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion AND	41
3.7	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion OR	41
3.8	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion AND.	42
3.9	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion OR	42
3.10	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion AND	43

3.11	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion OR.	44
3.12	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion AND.	44
3.13	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion OR.	45
3.14	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion AND.	45
3.15	Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion OR.	46
3.16	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion AND.	46
3.17	Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion OR.	47
3.18	Comparaison entre les probabilités de détection des deux règles de fusion AND et OR.	48
3.19	Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des deux règles de fusion AND et OR.	48

Tableaux	Titre	Page
3.1	Paramètres estimés en utilisant l'algorithme PSO pour la règle de fusion AND.	37
3.2	Paramètres estimés en utilisant l'algorithme PSO pour la règle de fusion OR.	38

SOMMAIRE

Résumé	<i>i</i>
Abstract	<i>ii</i>
المخلص.....	<i>iii</i>
Remerciements.....	<i>iv</i>
Dédicace.....	<i>v</i>
Dédicace.....	<i>vi</i>
Liste des Abréviations.....	<i>vii</i>
Liste des figures.....	<i>viii</i>
Liste des tableaux.....	<i>x</i>
Sommaire.....	<i>xi</i>
Introduction générale	1
CHAPITRE 1:	
Systemes de communication á spectre étendu par séquence directes	
1.1	Introduction..... 4
1.2	Méthodes d'accès multiples..... 4
1.2.1	Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) 4
1.2.2	Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) 5
1.2.3	Accès multiple par répartition de codes (CDMA) 5
1.3	Étalement de spectre..... 6
1.3.1	Pour quoi étaler le spectre ? 6
1.3.2	Bases d'étalement de spectre..... 7
1.3.3	Codes d'étalement..... 10
1.4	Canaux de transmission..... 12
1.4.1	Canal binaire symétrique..... 12
1.4.2	Canal à bruit gaussien blanc additif..... 13
1.4.3	Canal à évanouissement..... 13
1.5	Synchronisation du code..... 14
1.5.1	Acquisition initiale..... 14
1.5.2	Poursuite du code..... 16
1.6	Conclusion..... 17
Chapitre 2: La détection du taux de fausse alarme constant et la technique d'OEP	
2.1	Introduction..... 19
2.2	Détection CFAR..... 19
2.3	Types de détection CFAR..... 20
2.3.1	Détecteur CA-CFAR..... 20
2.3.2	Détecteurs GO-CFAR et SO-CFAR..... 20
2.3.3	Détecteurs OS-CFAR..... 21
2.3.4	Détection TM-CFAR..... 21
2.4	Détection distribuée CFAR..... 22
2.4.1	Règle de fusion AND..... 24
2.4.2	Règle de fusion OR..... 24
2.5	Essaims de particules..... 24
2.5.1	Optimisation par essaims des particulaires..... 25
2.5.2	Avantages de l'algorithme OEP..... 26

2.5.3	Inconvénients de l'algorithme OEP	27
2.5.4	Configuration de la méthode.....	27
2.5.5	Algorithme d'OEP.....	30
2.6	Conclusion.....	31
Chapitre 3 : Description et analyse du système proposé		
3.1	Introduction.....	33
3.2	Description et analyse du système proposé.....	33
3.2.1	Description du système.....	33
3.2.2	Problématique.....	36
3.2.3	Optimisation.....	37
3.3	Performances du système de détection.....	37
3.3.1	Hypothèses.....	37
3.3.2	Résultats et discussion.....	38
3.4	Conclusion.....	49
Conclusion générale.....		51
Références.....		53



INTRODUCTION GENERALE



1.INTRODUCTION

2.ORGANISATION DU MEMOIRE



1. Introduction :

Dans les systèmes DS/CDMA, pour saisir l'information transmise, le signal reçu devrait d'abord être des étalé en utilisant un code pseudo aléatoire (PN) généré localement. Ceci signifie que la synchronisation entre les codes reçus et les codes localement générés est exigée avant la détection de données. Par conséquent, la rapidité de la synchronisation du code est l'un des problèmes importants dans les systèmes de DS/CDMA. Le processus de la synchronisation est habituellement réalisé en deux étapes : L'Acquisition et La poursuite (Tracking).

L'acquisition se rapporte à la synchronisation brute de la séquence reçue avec les séquences localement générées à une fraction de la durée d'un chip (la durée de bit de la séquence PN), alors que la deuxième étape doit réaliser l'alignement fin des deux séquences, c'est-à-dire le récepteur détermine où chaque symbole commence et termine. Dans ce mémoire nous nous concentrons sur l'acquisition initiale qui est généralement très difficile. Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. De ce fait, dans beaucoup de cas, l'acquisition initiale du code doit être accomplie dans des environnements très dégradés (Le rapport signal/bruit peut être très faible, la présence des brouilleurs, la possibilité de l'évanouissement du canal « fading », et l'existence de l'interférence multi-accès), qui nous permet de dire que les niveaux reçus de signal dans les communications mobiles sont inconnus. Alors les techniques des seuils fixes ne peuvent pas être appliquées parce qu'elles peuvent avoir comme conséquence un nombre excessif de fausses alarmes. Cette raison suggère l'utilisation des techniques adaptatives (seuil Adaptatif) dans le traitement des signaux, qui devrait être déterminé selon la puissance du bruit de l'environnement [1 ,2].

L'objectif de ce travail est d'améliorer l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN dans un système DS/CDMA en utilisant la technique d'Optimisation par Essaim de Particules (OEP), ou PSO "Particle Swarm Optimization". Cette technique est utilisée afin d'optimiser le seuil de détection dans les systèmes distribués TM-CFAR (Trimmed mean-CFAR). Diverses classes de techniques CFAR ont été élaborées pour améliorer la robustesse des systèmes Donc, les performances de détection vont être analysées pour différentes situations, en tenant compte du nombre de détecteurs locaux dans le système, et effectuée dans les deux environnements homogène et non homogène[3].

2. ORGANISATION DU MEMOIRE :

Ce mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre introduira les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communications radiofréquence. Nous abordons en particulier la technique d'accès multiple par répartition de code (Code Division Multiple Access : CDMA). Nous présentons en détail, la technique d'étalement de spectre, et plus spécialement celle utilisant une séquence directe (DS-SS, Direct Sequence–Spread Spectrum). Nous donnons quelques modèles de canaux de transmission.

Dans le deuxième Chapitre, nous allons présenter en premier lieu les principes fondamentaux de la détection adaptative CFAR, ensuite l'architecture de quelques types de détecteurs CFAR sera évoquée. Nous évoquerons une introduction aux systèmes distribués avec un centre de fusion de données. A la fin de ce chapitre nous allons présenter, la nécessité d'utiliser des techniques d'optimisation avancées pour des problèmes complexes, notamment, l'optimisation par essaims de particules.

Dans le dernier chapitre, nous allons réaliser une étude sur la technique d'optimisation du seuil de détection d'un système distribué CFAR par PSO en analysant ce système. Les résultats obtenus seront présentés et discutés dans le présent chapitre.

Enfin, une conclusion générale sera présentée.



PREMIER CHAPITRE

Systemes de communication á spectre étendu par séquence directes

1.1 INTRODUCTION

1.2 METHODES D'ACCES MULTIPLES

1.3 ÉTALEMENT DE SPECTRE

1.4 CANAUX DE TRANSMISSION

1.5 SYNCHRONISATION DU CODE

1.6 CONCLUSION

1.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons, d'une façon générale, les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communications radiofréquence. Nous abordons en particulier la technique d'accès multiple par répartition de code (CDMA : Code Division Multiple Access). La technique d'étalement de spectre et plus spécialement celle utilisant une séquence directe (DS-SS : Direct Sequence–Spread Spectrum) est présentée en détail dans ce contexte. Il recense également certains modèles de canaux de transmission rencontrés en pratique. Enfin, un aperçu sur quelques travaux publiés dans le domaine de l'acquisition du code PN est donné.

1.2 METHODES D'ACCES MULTIPLES

Les communications à accès multiple sont essentielles pour qu'un système cellulaire soit commercialement viable. Le terme *accès multiple* fait référence au fait que plusieurs utilisateurs peuvent utiliser un système cellulaire simultanément. Les systèmes sans fil à accès multiples peuvent normalement être classés en trois catégories [4]:

- Accès multiples par répartition de fréquences (Fréquence Division Multiple-Access, FDMA).
- Accès multiples par répartition dans le temps (Time Division Multiple-Access, TDMA).
- Accès multiples par répartition des codes (Code Division Multiple Access, CDMA).

1.2.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (FDMA) :

L'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (FDMA : Fréquence Division Multiple Access) permet de combiner plusieurs utilisateurs sur la bande passante de canal, des segments de fréquence uniques sont utilisés. La bande de fréquences est large, elle est partagée en différentes sous-bandes (canaux) orthogonales non chevauchantes plus petites. Différents utilisateurs envoient plusieurs signaux d'information qui sont transmis par ces canaux. Dans ce cas, chaque émetteur ou récepteur pour chaque utilisateur utilise une bande de fréquence unique (canal) pour les communications[5], comme illustré dans la [figure1.1](#).

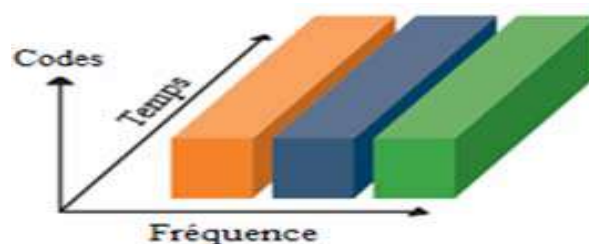


Figure 1.1 : Technique d'accès multiple FDMA.

1.2.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (TDMA) :

Les systèmes TDMA définissent les canaux en fonction du créneau temporel. En d'autres termes, le temps système est défini comme une série d'intervalles répétés à temps fixe (souvent appelés trames) qui sont divisés en un nombre fixe de périodes plus petites appelées intervalles. Dans ce cas, une seule fréquence porteuse est partagée entre différents émetteurs (utilisateurs), chacun d'entre eux se voyant attribuer un créneau temporel non chevauchant (Figure 1.2). Généralement, tous les utilisateurs ont la possibilité de transmettre une fois pendant une trame. Ainsi, la trame totale est constituée de K slots d'utilisateurs et de K temps de garde, le débit de l'utilisateur est fonction du débit de transmission global du système et du nombre de créneaux horaires disponibles[5].

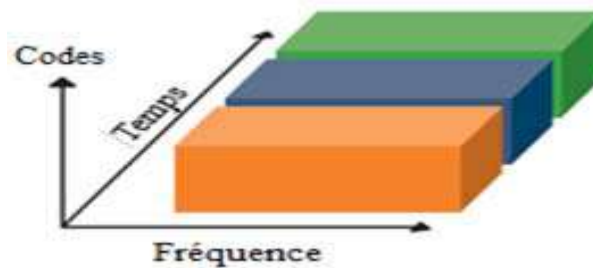


Figure 1.2 : Technique d'accès multiple TDMA.

1.2.3 Accès Multiple par Répartition de Codes (CDMA) :

L'accès multiple par différence de code est une technique d'accès multiple dans laquelle différents utilisateurs partagent la même bande de fréquences, en même temps. Le constituant principal du CDMA est la technologie à étalement de spectre, qui utilise un code d'étalement à haut débit pour améliorer la bande passante du signal bien au-delà de ce qui est nécessaire pour un débit de données donné [6]. Comme illustré dans la figure 1.3.

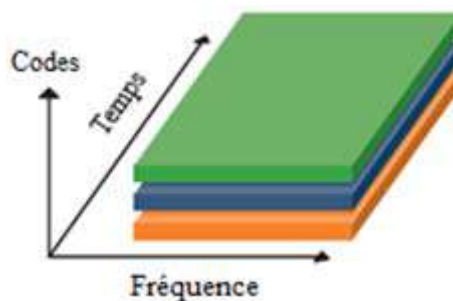


Figure 1.3 : Technique d'accès multiple CDMA.

Des études ont associé la CDMA aux autres techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, ...etc.) afin d'améliorer les performances. Deux grandes catégories de codage CDMA se

dégagent. La première, sous le nom de CDMA pure, regroupe le CDMA à séquences directes (DS-CDMA), le CDMA à saut de fréquence lent ou rapide (SFH-CDMA : Slow Fréquence Hopping CDMA ou FFH-CDMA : Faste Fréquence Hopping CDMA :) et le CDMA à saut de temps (TH-CDMA : Time Hopping 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 1.4](#).

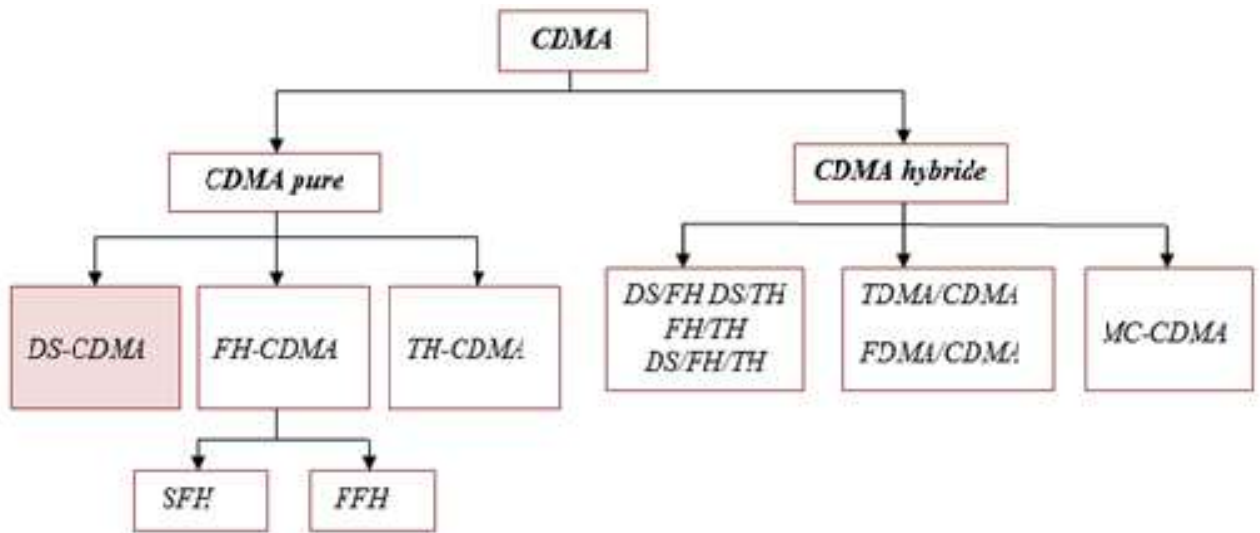


Figure 1.4 : Différentes techniques CDMA.

1.3 ÉTALEMENT DE SPECTRE

1.3.1 Pourquoi étaler le Spectre ?

L'étalement du spectre est une technique de communication dans laquelle la bande passante du signal transmis est étalée avant sa transmission sur le canal, puis dés étalée au niveau du récepteur. Après le dés étalement, le signal reçu serait identique au signal transmis avant l'étalement. Si une interférence (une perturbation en bande étroite) est ajoutée sur le canal entre l'émetteur et le récepteur, elle sera au niveau du récepteur multiplié par le code, donc étalée, sa densité spectrale sera diminuée ([figura1.5](#)). Ceci, à son tour, sert à diminuer l'effet de l'interférence sur les performances du récepteur [8].

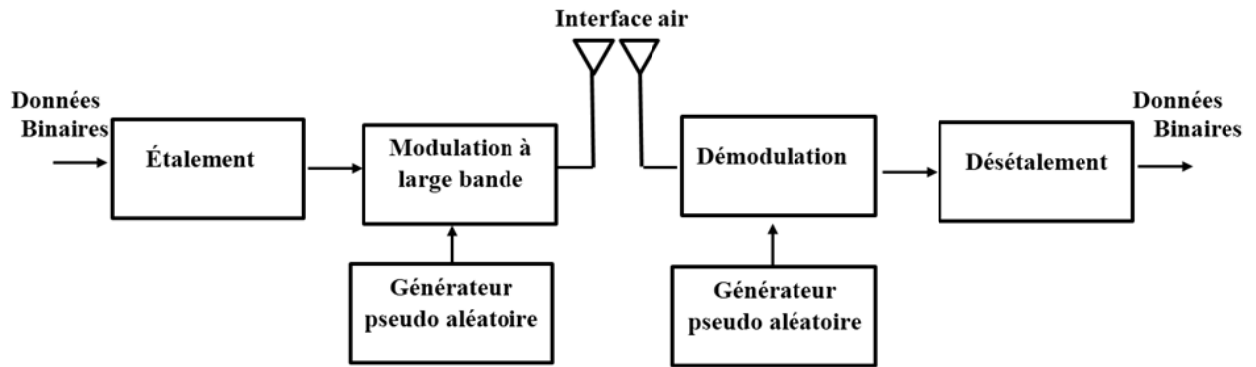


Figure 1.5 : Principe étalement de spectre.

1.3.2 Bases d'étalement de Spectre:

Dans la transmission à spectre étalé, le signal d'information d'origine, qui occupe une bande passante de B Hz, est transmis après étalement spectral à une largeur de bande N fois supérieure, N étant le gain de traitement. En termes pratiques, le gain de traitement est généralement compris entre 10 et 30 dB. Le concept d'étalement du domaine fréquentiel est illustré par la [figure 1.6](#). La puissance du signal à spectre étalé transmis est étalée sur N fois la bande passante d'origine, tandis que sa densité spectrale est réduite de la même quantité. Par conséquent, le gain de traitement est donné par :

$$N = \frac{B_s}{B} \quad (1.1)$$

Où, B_s est la largeur de bande du signal à spectre étalé; tandis que B est la bande passante du signal d'information original. Cette technique unique d'étalement du spectre de l'information est la clé pour améliorer sa détection dans un environnement de radiocommunication mobile, et permet également aux signaux à bande étroite présentant une densité spectrale significativement plus élevée de partager la même bande de fréquence.

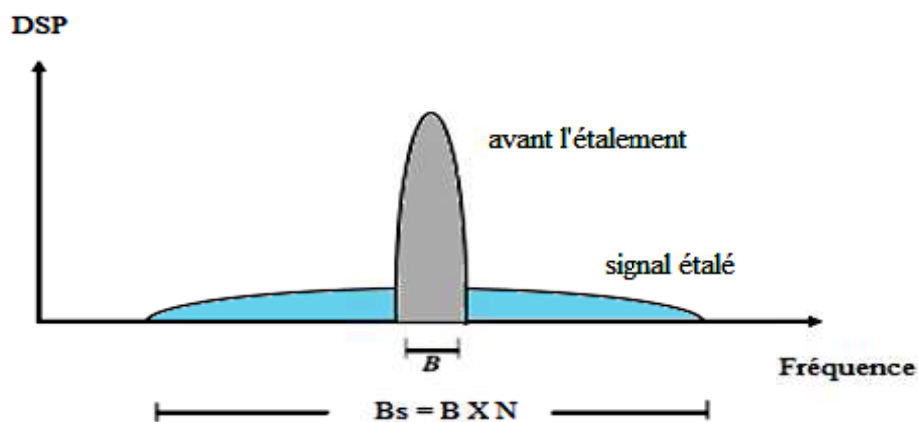


Figure1.6: Densité spectrale de puissance du signal avant et après l'étalement.

- Il existe essentiellement deux principaux types de systèmes à étalement de spectre (SS)[9]:
 - par séquence directe (DS-SS: Direct Sequence-Spread Spectrum).
 - par saut de fréquence (FH-SS: Frequency Hoping-Spread Spectrum).

1.3.2.1 Étalement de Spectre par Séquence Directe :

Les systèmes à étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) constituent la base des normes CDMA les plus largement utilisées pour les systèmes de troisième génération (3G) sans fil publics [4].

Un signal DS-SS peut être obtenu lorsque le signal à bande étroite d'origine $b(t)$ est directement multiplié par un signal à large bande $a(t)$. La figure 1.7 résume les résultats de la multiplication $a(t)$ et $b(t)$. Dans ce signal à large bande d'une séquence de petites chip Pseudo-Noise (PN), l'intervalle T_c est beaucoup plus petit que l'intervalle de symboles T_s . La séquence PN est appelée «séquence du code» ou «séquence d'étalement».

La multiplication du signal de données par la séquence PN est appelée «étalement». Le rapport $T_s/T_c=G_p$ est appelé «gain d'étalement». Le signal à spectre étalé peut être converti (retransmis) au signal original en le multipliant, tout simplement, par la même séquence d'étalement.

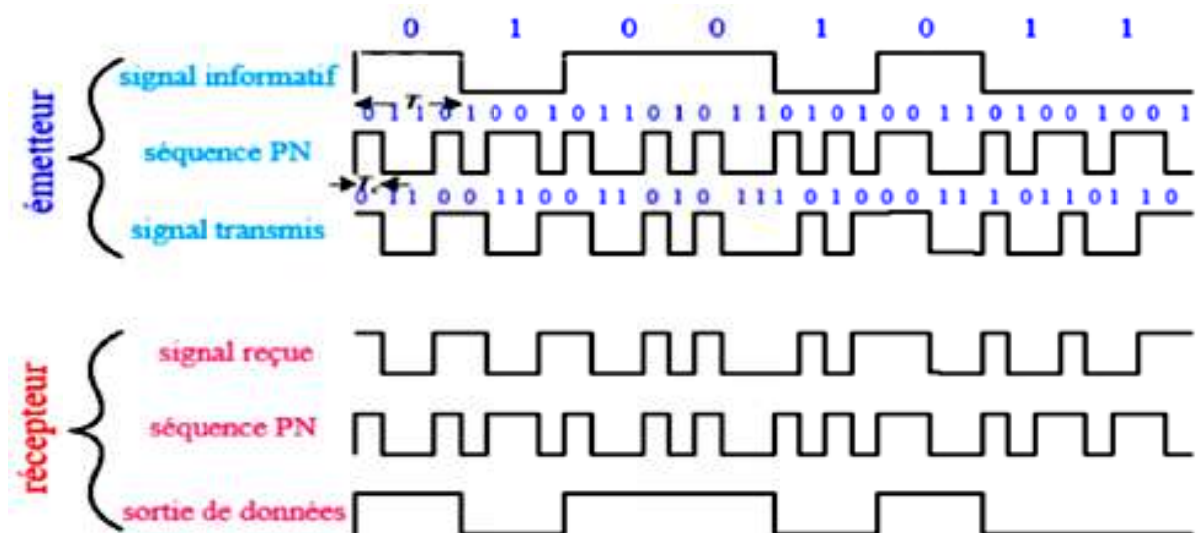


Figure 1.7 : Principe de la technique DS-SS.

Dans les systèmes DS-SS, le signal porteur d'informations modulées (le signal de données) est directement modulé par un signal de code numérique. Le signal de données peut être un signal analogique ou, dans la plus part des cas, numérique. La figure 1.8 représente un schéma de principe d'un émetteur DS-SS.

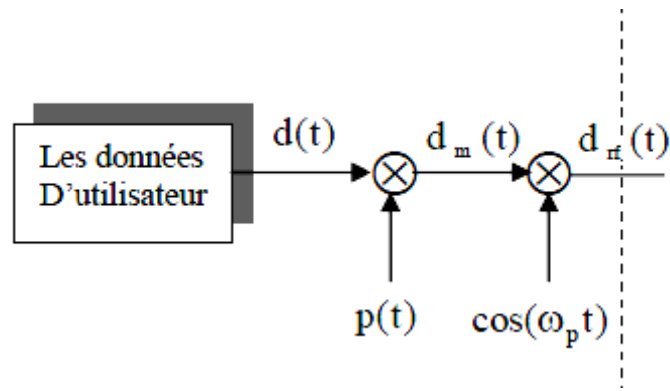


Figure 1.8: Schéma fonctionnel d'un émetteur DS-CDMA.

Pour obtenir l'étalement souhaité du signal, le débit de la séquence PN doit être beaucoup plus élevé que le débit du signal d'information. À la réception, le récepteur dés-étale le signal à spectre étalé, en utilisant une séquence du code générée localement. Pour pouvoir effectuer l'opération de désétalement, le récepteur doit non seulement connaître la séquence du code utilisée pour étaler le signal, mais également les codes du signal reçu et celui généré localement doivent être synchronisés. Cette synchronisation doit être effectuée au début de la réception et maintenue jusqu'à ce que le signal entier ait été reçu. Après avoir dés-étalé le signal de données modulé et après la démodulation, les données d'origine peuvent être récupérées. La [figure 1.9](#) représente la structure du récepteur DS-CDMA[10].

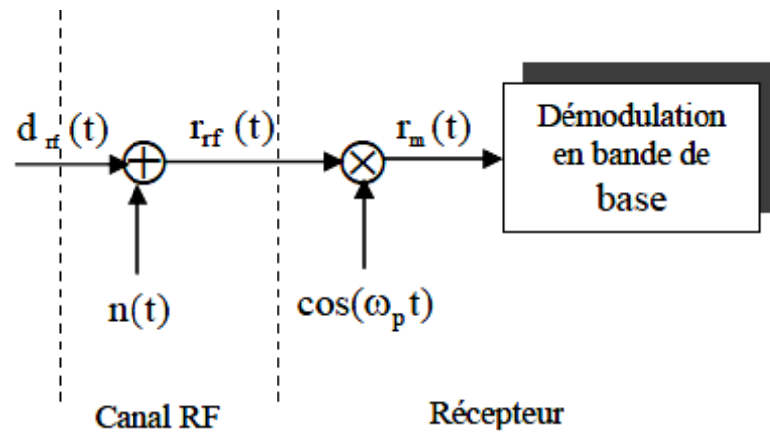


Figure 1.9: Schéma fonctionnel d'un récepteur DS-CDMA.

1.3.2.2 Étalement de spectre par sauts de fréquence :

L'étalement de spectre par sauts de fréquence (FH-SS) est un procédé de transmission de signaux radio en commutant rapidement une porteuse parmi de nombreux canaux de fréquence. Il emploie une séquence pseudo-aléatoire connue à la fois par l'émetteur et le

récepteur. Cette technique est utilisée comme méthode d'accès multiple dans le schéma d'accès multiple par répartition de code à saut de fréquence (FH-CDMA)[11].

1.3.3 Codes d'Étalement :

Le CDMA consiste à utiliser une technique d'étalement utilisant une famille de codes orthogonaux.

1.3.3.1 Séquences à longueur maximale:

Une séquence de longueur maximale du registre de décalage à rétroaction linéaire MLS ; (MLS : Maximal Length Sequence) est un type de séquence binaire pseudo-aléatoire, ce sont les codes les plus importants et les plus fondamentaux.

Ce sont des séquences de bits générées à l'aide de registres à décalage linéaire maximal et sont appelées périodiques car elles reproduisent toutes les séquences binaires (à l'exception du vecteur nul) représentées par les registres à décalage (c.-à-d. de longueur $2^m - 1$). Un MLS est aussi parfois appelé une séquence n ou une séquence m.

Les applications pratiques pour MLS comprennent la mesure des réponses impulsionnelles. Ils sont également utilisés comme base pour dériver des séquences pseudo-aléatoires dans des systèmes de communication numériques qui utilisent des systèmes de transmission à spectre étalé et à spectre étalé à séquence directe.

1.3.3.2 Code de Walsh :

Les codes de Walsh sont un ensemble de codes parfaitement orthogonaux utilisés pour séparer les utilisateurs sur le canal de liaison descendante (DL : down Link) dans les systèmes CDMA.

Les codes de Walsh sont définis comme un ensemble de séquences de longueur $= 2^n$, notées W_n , où n est un entier positif.

Les codes de Walsh sont générés par la procédure récursive suivante [12]:

$$W_1 = [+1], W_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}, W_4 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix}$$

$$W_{2^{n+1}} = \begin{bmatrix} W_{2^n} & W_{2^n} \\ W_{2^n} & \overline{W_{2^n}} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Où $\overline{W_{2^n}}$ représente le complément de W_{2^n} .

1.3.3.3 Codes de Gold :

Les codes de Gold ont été développés par Robert Gold, ils possèdent des propriétés pseudo-aléatoires assurant à la fois des caractéristiques favorables d'auto corrélation et d'inter-corrélation. De tels codes sont utilisés dans les systèmes à spectre étalé par séquence directe tels que l'UMTS, afin de distinguer les différents canaux à travers l'interface radioélectrique [13].

Les codes de Gold ont des fonctions d'auto corrélation et d'inter-corrélation à trois valeurs, leurs valeurs étant $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, où :

$$t(m) = \begin{cases} 2^{\frac{m+1}{2}} + 1 ; m \text{ impair} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 ; m \text{ pair} \end{cases} \quad (1.3)$$

1.3.3.4 Codes de Kasami :

La propriété la plus importante des codes de Kasami est que les valeurs maximales des fonctions de corrélation croisée sont encore plus petites que pour les codes Gold.

Les codes de Kasami sont également dérivés de m-séquences. Le degré m du polynôme correspondant doit être pair: $m = 2k$. Dans ce cas, la longueur $M = 2$ peut être factorisée comme suit:

$$M = (2^k - 1).(2^k + 1), k = m/2 \quad (1.4)$$

A partir d'une m-séquence c_0 , la séquence décimée correspondante c_d est obtenue en prenant chaque $d^{ième}$ chip de c_0 , où $d = 2k+1$ pour une génération de code de Kasami et en répétant ces $2k-1$ chips $2k+1$ fois. La séquence de code résultante c_d a la même longueur que c_0 mais avec une période de $2k-1$. L'ensemble des codes de Kasami est construit de la même manière que l'ensemble des codes Gold en prenant c_0 et la somme modulo-2 de c_0 et toutes les versions décalées cycliquement de $2k-1$ de c_d [2].

1.3.3.5 Code Barker :

Les séquences de Barker existent pour les longueurs 2, 3, 4, 5, 7, 11 et 13, données comme suit :

$$\begin{aligned} a &= (+1-1), \\ a &= (+1+1-1), \\ a &= (+1+1-1+1), \\ a &= (+1+1+1-1+1), \\ a &= (+1+1+1-1-1+1-1), \\ a &= (+1+1+1-1-1+1-1+1-1), \\ a &= (+1+1+1+1+1-1-1+1+1-1+1-1). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Les séquences images miroirs (ou temps inversé) sont également des séquences de Barker. Les séquences de Barker sont des séquences spécialement conçues qui ont des fonctions d'auto corrélation aperiodiques presque idéales [14].

1.4 Canaux de Transmission :

1.4.1 Canal binaire symétrique:

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à 0 ou 1. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne comprise entre le codeur du canal et le décodeur correspondant. Comme dans la figure 1.10.

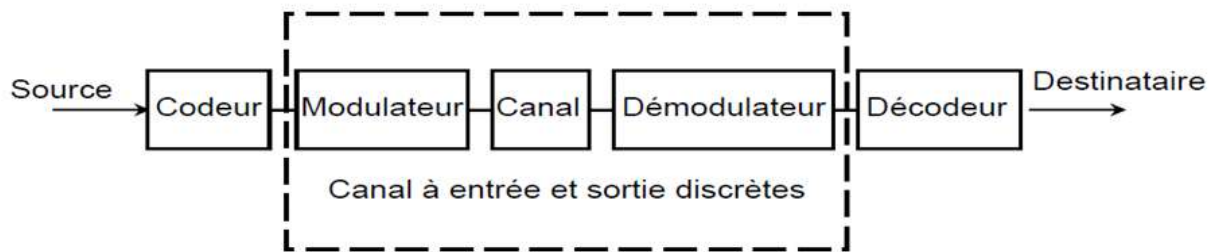


Figure 1.10 : Description d'un canal binaire symétrique.

On note respectivement par a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et d'autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p [15].

Alors :

$$\text{prob}(y_k = 0|a_k = 1) = \text{prob}(y_k = 1|a_k = 0) = p \quad (1.6)$$

$$\text{prob}(y_k = 0|a_k = 0) = \text{prob}(y_k = 1|a_k = 1) = 1 - p \quad (1.7)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous la forme du diagramme de la figure 1.11

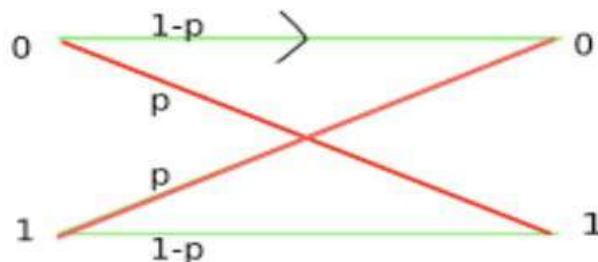


Figure 1.11 : Diagramme du canal binaire symétrique.

1.4.2 Canal à bruit gaussien blanc additif

Généralement, le bruit blanc additif gaussien (AWGN) est utilisé pour examiner la performance d'un système de communication dans un canal bruyant. C'est une forme de bruit où le terme additif signifie que le bruit est ajouté directement sur le signal transmis. La largeur de bande étant théoriquement infinie, il est désigné par le terme blanc [16]. Ce modèle est filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-absolue de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.8)$$

où, $n(t)$ représente le bruit, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$ (N_0 est une constante positive). La densité de probabilité conditionnelle de $r(t)$ est donnée par l'expression :

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.9)$$

1.4.3 Canal à évanouissement:

Dans un canal à évanouissement, le signal transmis arrive au récepteur via des trajets multiples. Ces chemins se produisent généralement par la réflexion sur des facteurs physiques comme le sol, des collines, des bâtiments et de toute autre grande structure. L'évanouissement est l'écart de l'atténuation affectant un signal sur certains milieux de propagation. Il peut varier avec le temps, la position géographique ou la fréquence radio [17]. Il y a beaucoup d'exemples d'évanouissements comme celui de Rayleigh, de Rice ...etc.

1.4.3.1 Canal Rayleigh:

Il est utilisé pour décrire la nature statistique variable dans le temps de l'enveloppe reçue d'un signal d'évanouissement plat, ou l'enveloppe d'un composant lorsque tous les chemins sont indépendants. Dans ce cas le module de α_n suit une loi de Rayleigh avec une variance σ^2 dont la densité de probabilité est de la forme suivante :

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma^2 \alpha_n} e^{-\frac{\alpha_n^2}{2\sigma^2 \alpha_n}} \quad (1.10)$$

1.4.3.2 Canal de Rice:

Le canal de Rice est utilisé quand il y a une composante de signal stationnaire dominante (sans évanouissement), comme un chemin de propagation LOS, la distribution de

l'enveloppe à évanouissement à petite échelle est Rician. La densité de probabilité est de la forme suivante :

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma^2 \alpha_n} e^{\frac{\alpha_n^2 + \vartheta^2}{2\sigma^2 \alpha_n}} I_0\left(\frac{\alpha_n \vartheta}{\sigma^2 \alpha_n}\right) \quad (1.11)$$

où, ϑ est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et (I_0) représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 [18].

1.5 SYNCHRONISATION DU CODE :

Le processus d'acquisition du signal à spectre étalé transmis est essentiel à la mise en œuvre de toute forme de technique à spectre étalé. Alors, pour la réception de signaux à étalement de spectre par séquence directe, il est d'abord nécessaire de synchroniser la phase de la séquence PN locale avec celle de l'émetteur. La synchronisation est réalisée par un processus séquentiel à deux étapes [19].

- **Acquisition du code:**

L'acquisition dans le cas d'un système DS-CDMA, est un processus dans lequel la phase de la séquence PN locale est grossièrement alignée «synchronisée» sur celle de la séquence PN reçue pour récupérer l'information transmise après l'opération de Dés étalement.

- **Poursuite du code:**

Après une acquisition correcte, le processus de poursuite fournit une synchronisation fine des deux séquences PN. Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les techniques d'acquisition et de poursuite pour les systèmes à étalement du spectre.

1.5.1 Acquisition initiale :

L'acquisition de code PN est l'une des tâches les plus difficiles dans la conception d'un récepteur à étalement de spectre à séquence directe. C'est un sujet de recherche intensive depuis plus de 30 ans [20].

L'objectif de l'acquisition initiale de code est d'obtenir une synchronisation grossière entre le signal reçu et le code généré localement par le récepteur. Dans le système DS-SS, l'acquisition initiale est identique à l'adaptation de la phase du signal d'étalement (du code) de référence à celui du signal reçu. Plusieurs techniques d'acquisition effectuent l'adaptation de phase, elles sont toutes basées sur le principe de fonctionnement de base représenté dans la [figure 1.12](#).

Le récepteur suppose une phase de la séquence d'étalement et tente de dés-étalement le signal reçu en utilisant la phase hypothétique. Si la phase hypothétique correspond à la séquence du signal reçu, le signal étalé à large bande sera dés-étalé correctement pour donner un signal de données à bande étroite.

Ensuite, un filtre passe-bande (BPF), avec une bande passante similaire à celle du signal de données à bande étroite, sera utilisé pour collecter la puissance du signal dés-étalé. Puisque la phase hypothétique correspond au signal reçu, le BPF recueillera toute la puissance du signal dés-étalé. Dans ce cas, le récepteur décide qu'une synchronisation grossière a été réalisée et active la boucle de poursuite pour effectuer une synchronisation fine.

D'un autre côté, si la phase hypothétique ne correspond pas au signal reçu, l'opération de dés étalement donnera un signal à large bande et le BPF ne pourra recueillir qu'une petite partie de la puissance du signal dés-étalé. Sur cette base, le récepteur décide que cette phase hypothétique est incorrecte et donc essaye de tester d'autres phases [21].

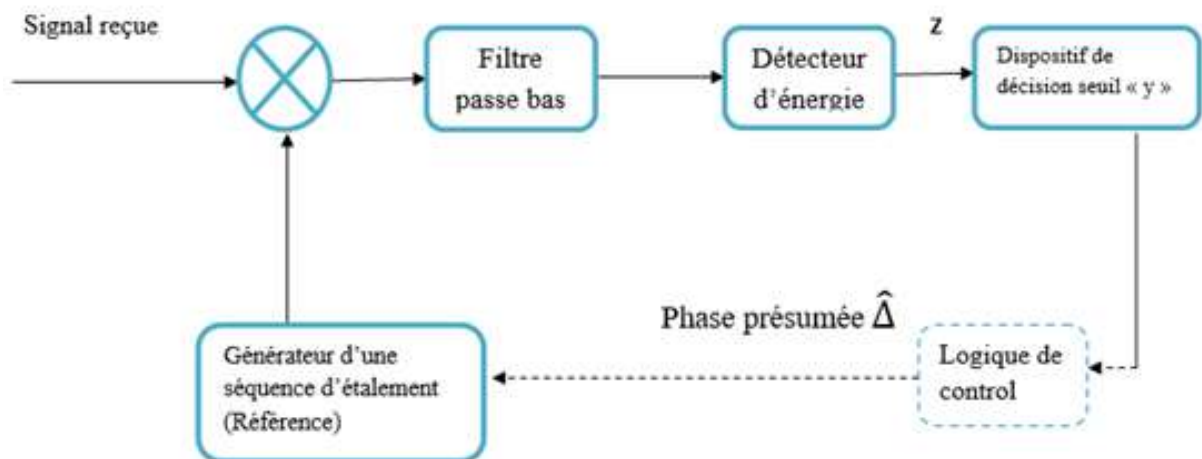


Figure 1.12 : Circuit générique d'acquisition.

1.5.1.1 Stratégies d'acquisition :

a) *Recherche série* : Dans la stratégie de recherche série, une seule cellule est à la fois testée, c'est-à-dire qu'une seule corrélation est calculée entre l'observation et une réplique du signal local, ayant un décalage de fréquence-temps spécifique. L'amplitude de corrélation est ensuite analysée afin de décider si la cellule est synchronisée ou non. Ensuite, après l'analyse de la dernière cellule, la cellule que l'on croit synchrone est connue automatiquement par ses coordonnées conservées en mémoire, et tout ce qu'il faut faire, c'est juste de les lire.

Si la valeur de corrélation est supérieure au seuil, la décision est prise que la cellule en cours est synchrone et que la recherche se termine. Sinon, le système de recherche examine la cellule suivante et ainsi de suite [22], comme dans la figure 1.13.

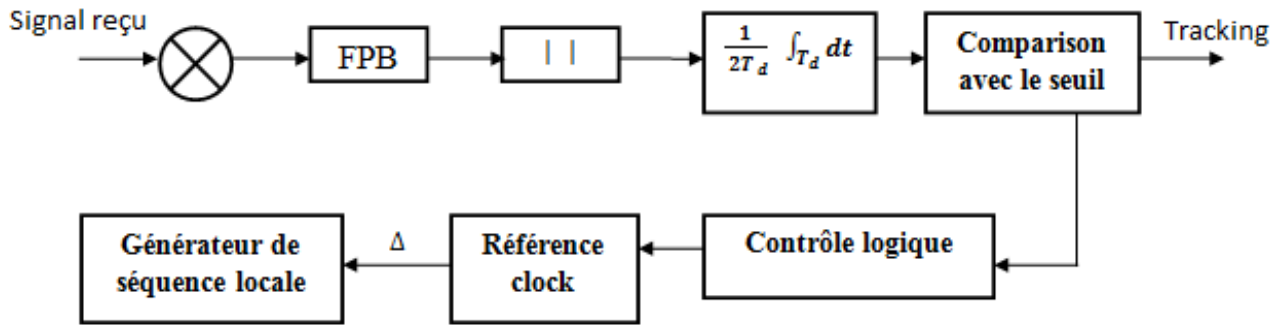


Figure 1.13 : Circuit de recherche série.

b) *Recherche parallèle* : La méthode de recherche parallèle teste simultanément toutes les phases de code possibles (comme le montre la Figure), ce qui se traduit par un temps d'acquisition moyen beaucoup plus petit par rapport à l'algorithme de recherche série. Cependant, la complexité du circuit est supérieure à celle du système de recherche série [23]. Comme dans la figure 1.14.

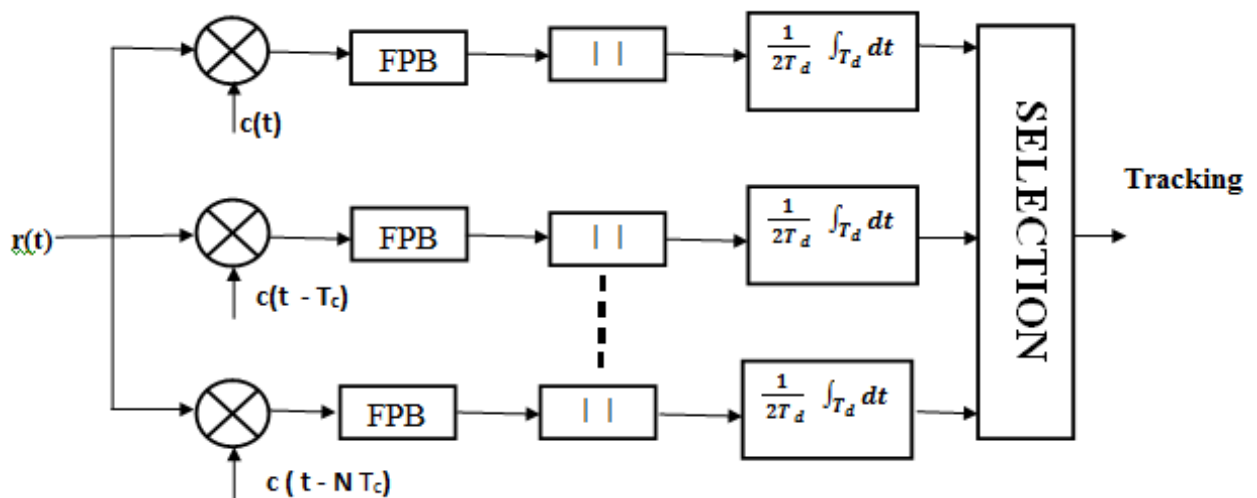


Figure 1.14 : Circuit de recherche parallèle.

c) *Recherche hybride (série / parallèle)* : La recherche hybride utilise des corrélateurs parallèles pour tester les phases en parallèle. C'est une combinaison du schéma série et du schéma parallèle. Elle permet de faire un compromis entre la vitesse de l'acquisition et la complexité du système [24].

1.5.2 Poursuite du Code:

Le but de la poursuite de code est de réaliser et de maintenir une synchronisation fine durant tout le temps de la communication. Une boucle de poursuite de code commence son

fonctionnement seulement après que l'acquisition initiale a été atteinte. Une stratégie commune de synchronisation fine consiste à concevoir un circuit de suivi de code qui peut suivre la phase de code en présence d'une petite erreur de fréquence [7].

1.6 Conclusion:

Nous avons présenté dans ce chapitre les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences : 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. Quelques modèles de canaux de transmission qu'on peut rencontrer en pratique ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les communications radio mobiles. Pour pouvoir évaluer les performances des détecteurs que nous présenterons dans la suite de ce mémoire, il nous a paru intéressant de rappeler les notions de base concernant l'acquisition du code.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les principes de la détection adaptative CFAR, puis nous présenterons l'optimisation par essais de particules qui est une technique d'optimisation avancée pour remédier à des problèmes complexes.



DEUXIEME CHAPITRE

La détection à taux de fausse alarme constant et la technique d'OEP

2.1 INTRODUCTION

2.2 DÉTECTION CFAR

2.3. TYPES DE DÉTECTION CFAR

2.4. DÉTECTION DISTRIBUÉE CFAR

2.5 PSO

2.6 CONCLUSION



2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter en premier lieu les principes fondamentaux de la détection adaptative CFAR, introduite dans le but d'adapter la détection des signaux à l'environnement dans lequel cette détection est effectuée. Aussi l'architecture de quelques types de détecteurs CFAR, sera évoquée ainsi que les méthodes d'estimation du niveau de bruit adoptées par ces détecteurs, afin de permettre une meilleure qualité de détection. La fin du chapitre sera consacrée à la technique d'optimisation par essaims de particules (PSO). Ensuite, nous allons explorer l'implémentation du paradigme des essaims de particules, en élaborant d'abord l'algorithme ainsi que le mécanisme de recherche qui le rend fonctionnel. Nous examinerons alors, les effets des différentes topologies de voisinage. Ensuite, nous aborderons la difficulté de sélection des paramètres, en se concentrant sur les moyens facilitant la convergence et l'évitement de l'explosion de l'essaim.

2.2 Détection CFAR :

La détection du taux de fausse alarme constant (CFAR) est utilisée pour contrôler le taux de fausses alarmes, qui estime le niveau de bruit et définit un seuil de manière adaptative en fonction des informations locales. L'objectif de la conception du CFAR est de fournir un seuil de détection relativement insensible aux variations de niveau du bruit [25]. Son principe de base est de prendre une décision binaire sur la présence ou l'absence du signal suivant les résultats de comparaison à un seuil, calculé en fonction de la probabilité de détection et de la probabilité de fausse alarme spécifiées sur un intervalle d'observation [26].

Voire la [Figure 2.1](#) ci -dessous :

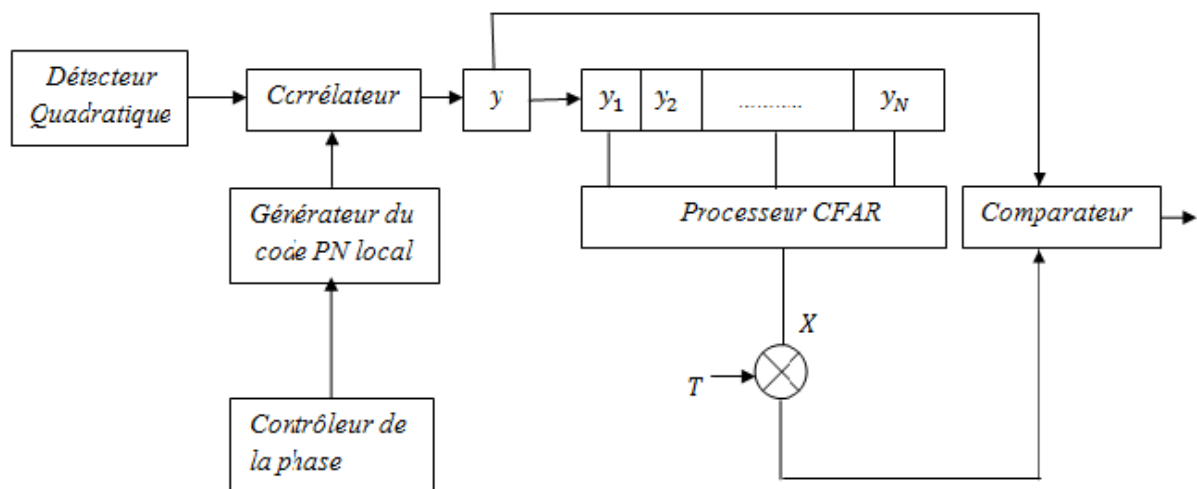


Figure 2.1:Schéma de principe d'un détecteur CFAR

2.3 Types de détection CFAR :

2.3.1 Détecteur CA-CFAR :

Dans le détecteur CFAR à moyenne des cellules (CA: Cell Averaging), nommé le CA-CFAR (Cell Averaging 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 détection se rapproche à celle du détecteur optimale de Neyman-Pearson, à condition que ces cellules ne contiennent que des échantillons homogènes [25]. Le détecteur CA-CFAR, tel qu'illustré dans la [Figure 2.2](#), consiste en N cellules qui précèdent la cellule à tester (CUT: Cellule Under Test). Le niveau moyen du bruit est estimé en prenant la somme arithmétique des cellules de référence [27].

2.3.2 Détecteurs GO-CFAR et SO-CFAR :

Cependant, la plupart des processeurs CFAR ne peuvent pas maintenir une performance optimale. Ainsi dans le cas d'un environnement non homogène, le détecteur GO-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 de fond 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 bord du fouillis est supérieur à celui du détecteur CA CFAR, mais inférieur dans le cas des fouillis stationnaires [25]. 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 [3, 28]. La [Figure 2.2](#) représente ces types de détecteur :

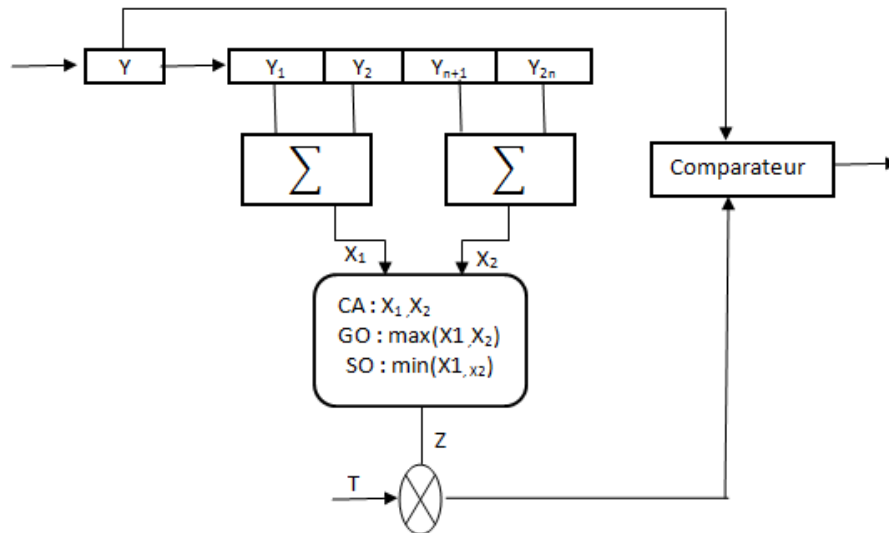


Figure 2.2:Schéma du détecteur CA-GO-SO-CFAR

2.3.3 Détecteurs OS-CFAR :

Le détecteur OS-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 leur amplitude, puis il estime la puissance du bruit en utilisant un des échantillons de la suite ordonnée [29, 30]. Comme illustré dans la Figure 2.3 :

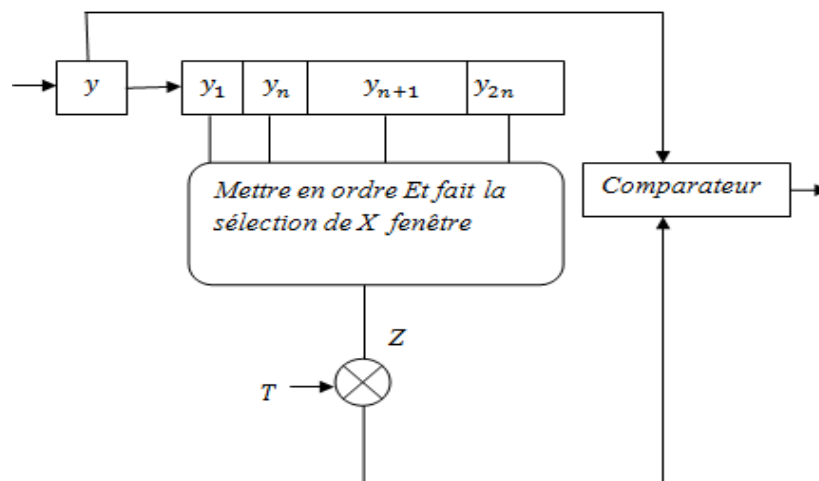


Figure 2.3:Schéma du détecteur OS-CFAR

2.3.4 Détection TM-CFAR

L'idée du détecteur à moyenne écrêtée TM-CFAR (Trimmed Mean CFAR) est de censurer quelques cellules de référence des deux cotés de la suite ordonnée. Il peut être considéré comme une généralisation du détecteur OS-CFAR, dans lequel la puissance du bruit est estimée par une combinaison linéaire des contenus de cellules restantes. Dans le détecteur

TM-CFAR, la statistique Z est obtenue en censurant T_1 échantillons des plus petites valeurs et T_2 échantillons des plus grandes valeurs, puis formant une somme des échantillons restants. La statistique Z est donné par [30-32]:

$$Z = \sum_{i=T_1+1}^{N-T_2} Y(i) \tag{2.1}$$

Où, T_1 et T_2 représentent l'extrémité inférieure et supérieure des d'échantillons ordonnés, successivement [31]. 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 $(k-1, N-k)$, respectivement.

Comme il été expliqué précédemment, la tâche principale du détecteur TM-CFAR est de réguler la probabilité de fausse alarme à un niveau désiré dans un environnement de clutter variant, en utilisant la moyenne arithmétique après la suppression des échantillons ordonnés à partir de deux côtés maximale et minimale de la fenêtre de référence [3].

La Figure 2.4 représente le détecteur TM-CFAR :

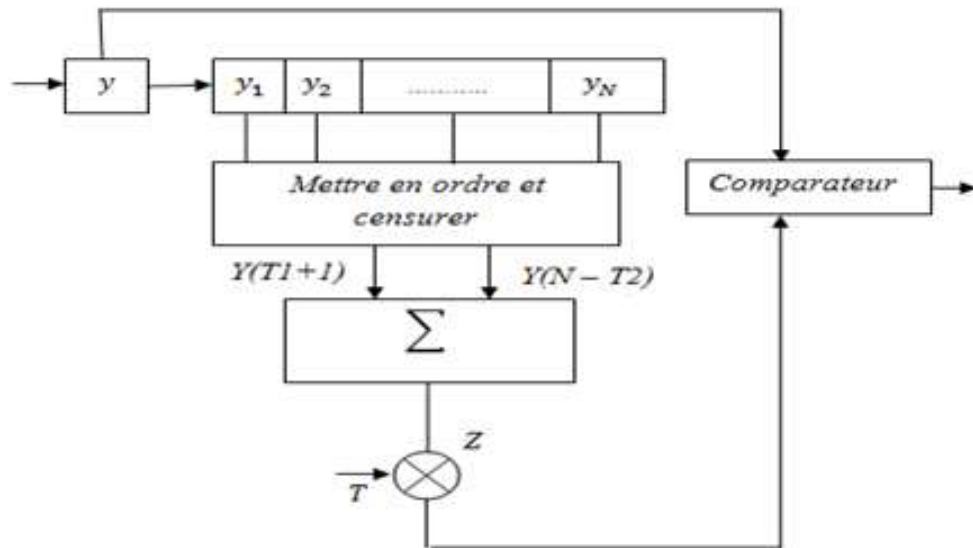


Figure 2.4:Schéma du détecteur TM-CFAR

2.4 Détection distribuée CFAR

L'utilisation des systèmes de détection distribuée avec fusion de données augmente considérablement dans les systèmes de surveillance. L'un des principaux objectifs de l'utilisation des ces systèmes est d'améliorer les performances du système comme la fiabilité, la vitesse et la contrainte sur la bande passante de la communication [31].

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, au centre de fusion, 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, elle montre une amélioration dans le pouvoir décisionnel. Le schéma topologique du système proposé est illustré par la **figure 2.5**, qui consiste à déterminer les valeurs des seuils adaptatifs qui maximisent la probabilité de détection globale (P_d) pour une probabilité de fausse alarme globale (P_{fa}) donnée [28].

Un système de détection distribuée est composé de d -détecteur CFAR et un centre de fusion, comme représenté sur la **figure2.5**, où chaque détecteur i , $i = 1, 2, 3, \dots, d$, intègre d observations afin d'estimer le seuil de détection et effectue une décision D_i , $i = 1, 2, \dots, d$, avec :

$$D_i = \begin{cases} 0 & , \text{ Si le détecteur } i \text{ décide } H_0 \\ 1 & , \text{ Si le détecteur } i \text{ décide } H_1 \end{cases} \quad (2.2)$$

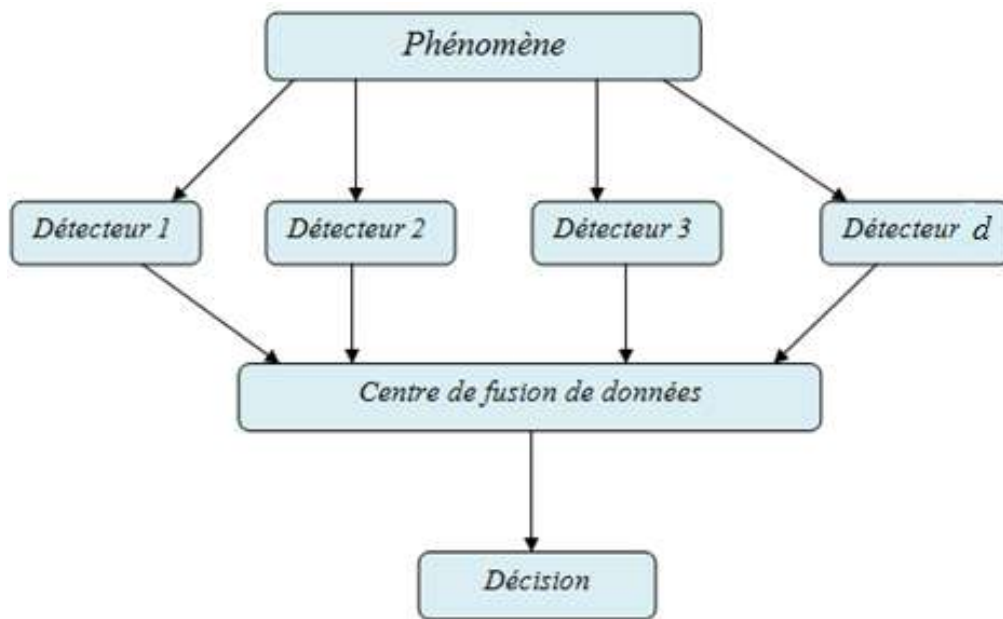


Figure 2.5:Système de détection distribuée avec centre de fusion.

Où, H_0 et H_1 représentent les hypothèses de l'absence et de la présence du signal, respectivement. Les décisions partielles D_i , $i = 1, 2, \dots, d$, sont ensuite transmises au centre de fusion de données pour obtenir une décision D_0 globale, avec $D_0 = 0$ ou 1 .

Les seuils adaptatifs Q_i , $i = 1, 2, \dots, d$, sont mis à l'échelle par les multiplicateurs de seuil T_i , $i = 1, 2, \dots, d$.

2.4.1 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} , globales sont données par [33]:

$$P_d = \prod_{i=1}^M P_{d_i} \quad (2.3)$$

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^M P_{f_{ai}} \quad (2.4)$$

2.4.2 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 :

$$P_m = \prod_{i=1}^M P_{m_i} \quad (2.5)$$

$$P_{fa} = 1 - \prod_{i=1}^M (1 - P_{f_{ai}}) \quad (2.6)$$

Où, $P_m=1-P_d$, est la probabilité de manque globale [33].

2.5 Essaims de particules

L'optimisation par essaims de particules OEP (PSO : *Particle Swarm Optimization*) 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 flockage des oiseaux ou de la pisciculture [34]. 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 (GA : *Génétiq ue Algorithme*). 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. [35]

2.5.1 Optimisation par essaims des particulaires

L'optimisation par essaim de particules est une technique évolutionnaire qui utilise "une population" de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Dans l'algorithme d'optimisation par particules de base, l'essaim de particules se compose de "n" particules et la position de chaque particule représente la solution potentielle dans l'espace D dimensionnel.

Les particules changent l'état selon les trois principes suivants, Comme dans la figure 2.6 :

- suivre sa propre vitesse ;
- revenir vers sa meilleure performance ;
- aller vers la meilleure performance de ses informatrices.



Figure 2.6 Principe de l'OEP

La position de chaque particule dans l'essaim est affectée à la fois par la position la plus optimiste au cours de son mouvement (expérience individuelle) et par la position de la

Particule la plus optimiste dans son environnement (expérience global). Lorsque l'ensemble de des particules entoure la particule, la position la plus optimiste de l'entourage est égale à celle de la particule la plus optimiste; cet algorithme est appelé l'OEP entier. Si l'entourage étroit est utilisé dans l'algorithme, l'algorithme est appelé l'OEP partiel [36].

Chaque particule peut être représentée par sa vitesse et sa position actuelles, la position la plus optimiste de chaque individu et la position la plus optimiste de l'environnement. Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\vec{X} = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$ et par son vecteur vitesse $\vec{V} = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note : $\vec{P} = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD})$. La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée : $\vec{g} = (g_{i1}, g_{i2}, \dots, g_{iD})$.

A chaque itération(t), les particules se déplacent en prenant en compte de sa vitesse actuelle $v_i(t)$, sa meilleure solution p_{best_i} et la meilleure solution obtenue dans son

“voisinage” g_{best_i} . On calcule la nouvelle position $x_i(t)$ et la vitesse $v_i(t)$ d'une particule p_i de la formule suivante [37]:

$$v_i(t + 1) = \omega v_i(t) + c_1 \cdot r_1 [p_{best_i}(t) - x_i(t)] + c_2 \cdot r_2 [g_{best_i}(t) - x_i(t)] \quad (2.7)$$

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1) \quad (2.8)$$

Où :

- $x_i(t)$ est la position de la particule i à l'itération t .
- ω est la masse d'inertie qui contrôle l'influence de la précédente vitesse de la particule sur la suivante, appelée coefficient d'inertie.
- c_1 et c_2 sont des facteurs d'accélération, appelés coefficients d'accélération qui sont fixés par l'utilisateur.
- r_1 et r_2 sont des nombres générés aléatoirement à chaque itération dans l'intervalle $[0, 1]$.

Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes:

- Une composante d'inertie: la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement $\omega v_i(t)$.
- Une composante cognitive (la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée qui correspond à la composante conservatrice du déplacement de la particule) : $c_1 \cdot r_1 [p_{best_i}(t) - x_i(t)]$.
- Une composante sociale: (Correspond à la composante sociale du déplacement de la particule) : $c_2 \cdot r_2 [g_{best_i}(t) - x_i(t)]$ [34,37].

2.5.2 Avantages de l'algorithme OEP :

- L'OEP est basé sur l'intelligence, elle peut être appliquée dans la recherche scientifique et l'utilisation d'ingénierie..

- Le calcul en OEP est très simple. Comparé aux autres calculs en développement, il occupe la plus grande capacité d'optimisation et peut être complété facilement.
- L'OEP adopte le code de nombre réel, et il est décidé directement par la solution. Le nombre de la dimension est égal à la constante de la solution.

2.5.3 Inconvénients de l'algorithme OEP:

- La méthode souffre facilement de l'optimisme partiel, ce qui entraîne le moins exact à la régulation de sa vitesse et de la direction [36].

2.5.4 Configuration de la méthode :

Il existe plusieurs paramètres qui interviennent et influencent la performance de la méthode OEP. Parmi les paramètres qui rentrent en ligne, citons :

- la dimension du problème,
- le nombre des particules,
- la disposition des particules,
- les coefficients de confiance,
- la vitesse maximale,
- le facteur d'inertie,
- le critère d'arrêt,
- la notion du voisinage,
- le facteur de construction.

2.5.4.1 Nombre de particules :

La quantité de particules allouées à la résolution du problème dépend essentiellement de deux paramètres qui sont :

la taille de l'espace de recherche et le rapport entre les capacités de calcul de la machine et le temps maximum de recherche. Il n'y a pas de règle pour déterminer ce paramètre, faire de nombreux essais permet de se doter de l'expérience nécessaire à l'appréhension de ce paramètre.

2.5.4.2 Topologie du voisinage :

La topologie du voisinage défini avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer, Il existe de nombreuses combinaisons dont les suivantes sont les plus utilisées :

- a) Topologie en anneau [figure 2.7 \(a\)](#) : chaque particule est reliée à n particules (en général, $n = 3$), c'est la topologie la plus utilisée.

b) Topologie en rayon [figure 2.7 \(b\)](#) : les particules ne communiquent qu'avec une seule particule centrale.

c) Topologie en étoile [figure 2.7 \(c\)](#) : chaque particule est reliée à toutes les autres, l'optimum du voisinage est l'optimum global.

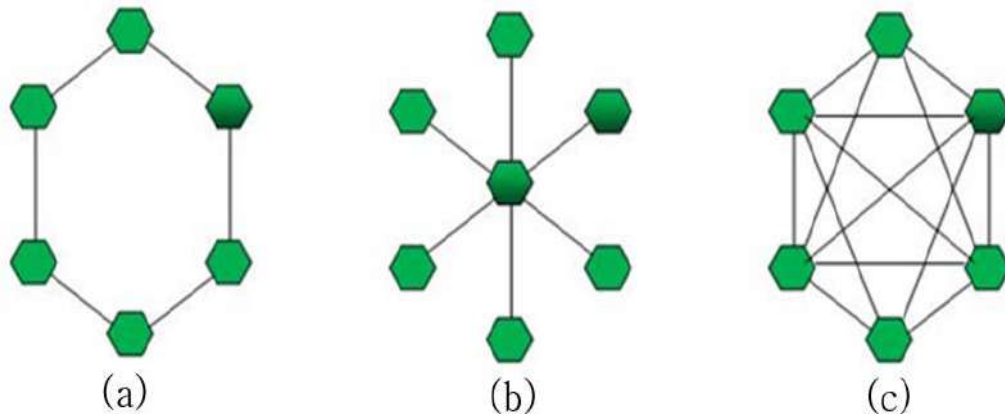


Figure 2.7: Différents types de topologies pour un essaim de particules

2.5.4.3 Facteur d'inertie :

Le facteur d'inertie w proposé par SHI et Eberhart [37] permet de définir la capacité d'exploration de chaque particule en vue d'améliorer la convergence de la méthode.

✓ Une grande valeur de w (>1) est synonyme d'une grande amplitude de mouvement et donc, d'exploration globale.

✓ Une faible valeur de w (<1) est synonyme de faible amplitude de mouvement et donc d'exploration locale. Fixer ce facteur, revient donc à trouver un compromis entre l'exploration locale et l'exploration globale. Il commence par une valeur proche de $\omega_{\max} = 0.9$ et descend linéairement pour arriver à $\omega_{\min} = 0,4$. Les études menées par SHI et Eberhart indiquent une meilleure convergence pour : $w \in [0.8,1.2]$. Le coefficient d'inertie varie linéairement avec le temps selon la formule suivante :

$$\omega = \omega_{\min} + (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \frac{iter}{iter_{\max}} \quad (2.9)$$

Où $iter$ est l'itération courante et $iter_{\max}$ est le nombre maximal d'itérations. Les coefficients ω_{\max} et ω_{\min} désignent respectivement les valeurs maximum et minimum du coefficient ω .

2.5.4.4 Coefficients de confiance

Les variables de confiance pondèrent les tendances de la particule à vouloir suivre son instinct de conservation ou son panurgisme. c_1 et c_2 sont des constantes positives déterminées de façon empirique et suivant la relation $c_1 + c_2 \leq 4$.

2.5.4.5 Facteur de constriction :

Le but est d'améliorer la convergence de l'algorithme, de prévenir l'explosion de l'essaim et de contrôler la vitesse des particules afin d'échapper au problème de la divergence de l'essaim qui cause la convergence prématurée de l'algorithme. La formule de la vitesse devient alors [36] :

$$v_i(t+1) = \kappa(v_i(t) + \rho_1 \cdot r_1 [p_{best_i}(t) - x_i(t)] + \rho_2 \cdot r_2 [g_{best_i}(t) - x_i(t)]) \quad (2.10)$$

Où

$$\kappa = \frac{2}{\rho - 2 + \sqrt{\rho^2 - 4\rho}} \quad (2.11)$$

Et:

$$\rho = \rho_1 + \rho_2 \quad \text{et} \quad \rho > 4$$

2.5.4.6 Critère d'arrêt :

Le critère d'arrêt diffère suivant le problème d'optimisation posé et les contraintes de l'utilisateur, il est fortement conseillé de doter l'algorithme d'une porte de sortie puisque la convergence vers la solution optimale globale n'est pas garantie dans tous les cas de figure même si les expériences dénotent la grande performance de la méthode.

Différentes propositions ont eu lieu : l'algorithme doit alors s'exécuter tant que l'un des critères de convergence n'a pas été atteint cela peut être :

- le nombre maximum d'itérations a été atteint ;
- l'optimum global est connu a priori, on peut définir une "précision acceptable".
- la variation de la vitesse est proche de 0.
- le fitness de la solution est suffisant.

D'autres critères d'arrêt peuvent être utilisés selon le problème d'optimisation posé et des contraintes utilisateurs. [37,38]

2.5.5 Algorithme d'OEP :

Chapitre 2 La détection à taux de fausse alarme constant et la technique d'OEP

L'algorithme de base de la OEP travaille sur une population appelée *essaim de solutions possibles*, elles-mêmes appelées *particules*. Ces particules sont placées aléatoirement dans l'espace de recherche de la fonction objectif.

Chaque particule se déplace dans l'espace de la solution avec une vitesse qui représente la vitesse de la particule dans une direction spécifique et une mémoire, qui stocke sa meilleure solution personnelle (P_{best}), obtenue par cette particule, et la meilleure solution globale (G_{best}), qui a été atteint par d'autres particules dans l'essaim

Selon (2.7) et (2.8), le flux de base de l'algorithme PSO d'origine peut être décrit comme indiqué ci-dessous [39] :

- 1) Initialiser chaque particule avec une vitesse et une position aléatoire chaque particule à une vitesse initiale arbitraire et une position dans chaque dimension de l'espace de solution.
- 2) Évaluer la fonction de fitness désirée à optimiser pour la position de chaque particule.
- 3) Pour chaque particule individuelle, mettre à jour sa position historiquement la meilleure jusqu'à présent, P_i , si sa position actuelle est meilleure que la précédente.
- 4) Identifier / Mettre à jour la meilleure particule globale de l'essaim qui a la meilleure valeur d'aptitude de l'essaim, et régler / réinitialiser son index comme g et sa position à g_{best} .
- 5) Définir le meilleur des P_{bests} comme g_{best} .
- 6) Mettre à jour les vitesses de toutes les particules en utilisant (2.7).
- 7) Déplacez chaque particule à sa nouvelle position en utilisant (2.8).
- 8) Répétez les étapes (2) à (6) jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait (par exemple, le nombre maximum d'itérations autorisées est atteint ou une valeur de fitness suffisante est atteinte).

Le principe de l'algorithme peut être plus facilement visualisé grâce à la figure 2.8 suivante :

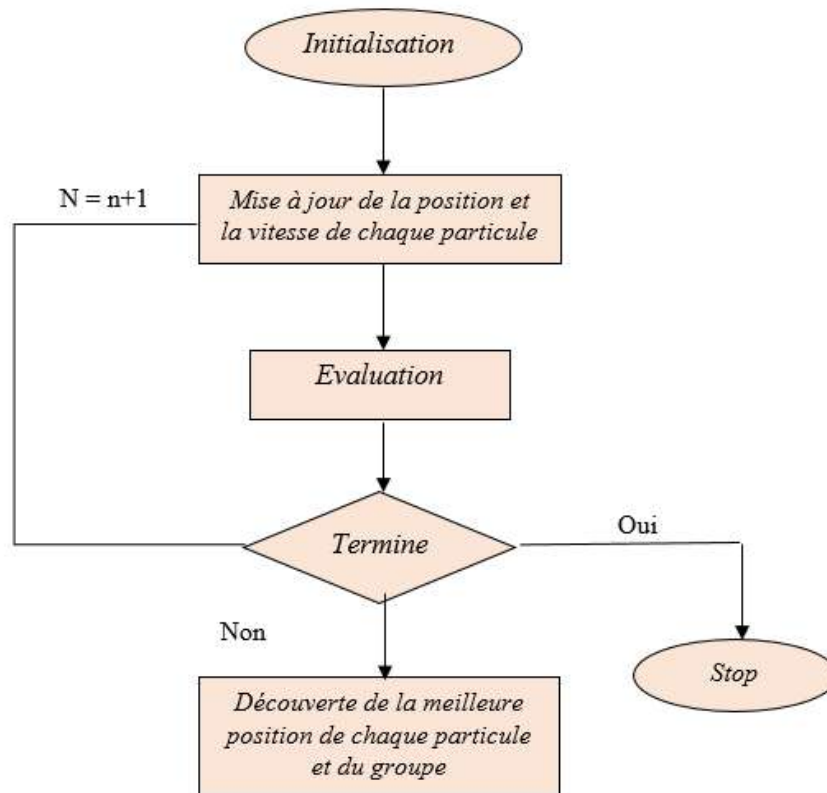


Figure2.8: Organigramme de la PSO.

2.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la détection adaptative CFAR, qui comprend le concept de base d'un système CFAR et son mécanisme de traitement, face aux problèmes liés au nombre excessif de fausses alarmes, causés par l'utilisation d'un seuil fixe dans un environnement non stationnaire. Nous avons présenté ensuite, quelques détecteurs CFAR et les techniques d'estimation adoptées par chaque type de détecteur. Dans le reste du chapitre, le travail a été consacré à l'étude des systèmes distribués avec un centre de fusion de données et les avantages qu'ils offrent, par rapport aux systèmes à un seul détecteur, au niveau de la fiabilité et de la vitesse de ces systèmes, et en plus, au niveau de l'amélioration des performances de détection. Enfin nous avons présenté une technique de l'intelligence artificielle inspirée de l'interaction des individus évoluant en essaims, afin de l'appliquer au problème d'optimisation du seuil de détection dans les systèmes distribués CFAR.



TROISIÈME CHAPITRE

Description et analyse du système proposé

3.1 INTRODUCTION

3.2 DESCRIPTION ET ANALYSE DU SYSTEME PROPOSE

3.3. PERFORMANCES DU SYSTEME DE DETECTION

3.4 CONCLUSION

3.1 Introduction

Ce chapitre représente notre contribution à l'étude des performances de détection des systèmes distribués TM-CFAR, en utilisant le principe d'intelligence des essaims représentée dans la technique PSO afin de trouver le seuil de détection optimal. Premièrement, nous allons présenter le système proposé ainsi que le problème rencontré. Ensuite, nous analyserons les performances du système distribué et l'efficacité de l'algorithme PSO, tout en considérant les règles de fusion AND et OR.

3.2 Description et analyse du système proposé :

3.2.1 Description du système :

Le système proposé est composé de détecteurs noncohérent ainsi que notre système distribué et d'un centre de fusion comme illustré dans [la figure 3.1](#) ci dessous :

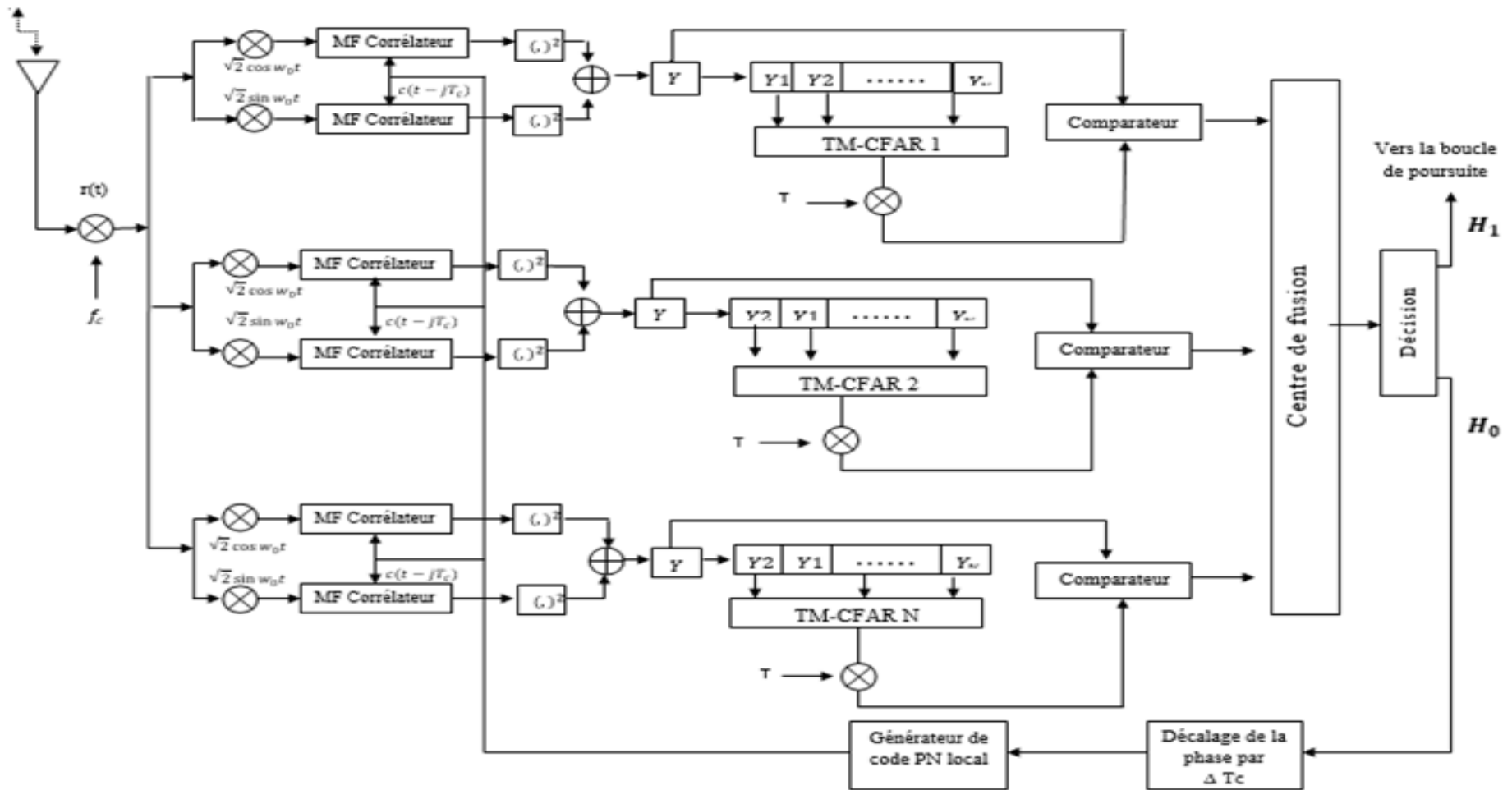


Figure 3.1 : Schéma du système d'acquisition série avec un centre de fusion

Le signal reçu passe par le détecteur noncohérent conventionnel, la sortie de ce dernier nous donne la variable de décision Y qui est comparé aux multiplicateurs de seuil T . Si Y représente une position de synchronisation et dépasse la valeur du seuil, le détecteur déclare que les codes sont éventuellement en phase (hypothèse H_1), et la cellule H_1 sera détectée avec une probabilité de détection P_d :

$$P_d = Pr \{Y \geq T|H_1\} \quad (3.1)$$

Il faut noter que, dans le cas de la transmission dans un canal à trajets multiples, on peut trouver plusieurs cellules H_1 . Dans chacune des positions de déphasage, la synchronisation peut être déclarée incorrectement, et l'hypothèse H_0 sera détectée avec une probabilité de fausse alarme P_{fa} :

$$P_{fa} = Pr \{Y \geq T|H_0\} \quad (3.2)$$

Après, il entre dans les registres qui l'ordonne en ordre croissant pour être reçu par un des détecteurs TM-CFAR du système distribué. Il censure les plus petites et les plus grandes valeurs, puis il additionne les valeurs restantes. Ainsi, on obtient les décisions T_1, T_2, T_d qui sont comparés au seuil du dernier signal. Ensuite, le centre de fusion reçoit les décisions des détecteurs TM-CFAR qui les combinent pour donner une décision globale (voir [figure 3.1](#)). L'objectif est de trouver des seuils optimaux locaux $Q_i, i = 1, 2, \dots, d$, qui maximisent la probabilité de détection du système global P_d , sachant que la P_{fa} globale doit être inférieure ou égale à une valeur désiré α_0 . Les seuils adaptatifs Q_i , sont mis à l'échelle par les multiplicateurs de seuil $T_i, i = 1, 2, \dots, d$, et qui sont obtenus de façon à optimiser le système global suivant la fonction objective [3] :

$$J(T, T_1, T_2) = Pd (T, T_1, T_2) + \varepsilon [PFa(T, T_1, T_2) - \alpha_0] \quad (3.3)$$

Où ε est le multiplicateur de Lagrange. Pour maximiser la probabilité de détection globale, il faut résoudre le système d'équations non linéaires résultant des dérivées partielles de la fonction objective par rapport à $T_i, i = 1, 2, 3, \dots, d$, donnée par :

$$\frac{\partial J (T, T_1, T_2)}{\partial T_i} = 0 \quad ; \quad i = 1, 2. \quad (3.4)$$

Une fois les multiplicateurs de seuil T_i , $i = 1, 2, \dots, d$, sont obtenus, tous les P_{fai} sont fixés et la P_d optimale résulte. Il délivre en sortie une décision globale basée sur les règles de fusion AND et OR, en utilisant les équations (2.3) (2,4), (2,5) et (2,6). En utilisant l'algorithme TM-CFAR, la probabilité de fausse alarme est donnée par les expressions suivantes [39]:

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^{N-T_1-T_2} M_{V_i}(T) \quad (3.5)$$

Avec :

$$M_{V_i}(T) = \frac{N!}{T_1!(N-T_1-1)!(N-T_1-T_2)} \sum_{j=0}^{T_1} \frac{\binom{T_1}{j} (-1)^{T_1-j}}{\frac{N-j}{N-T_1-T_2} + T} \quad (3.6)$$

Et :

$$M_{V_i}(T) = \frac{a_i}{a_i + T}, \quad i = 2, \dots, N - T_1 - T_2 \quad (3.7)$$

où :

$$a_i = \frac{N-T_1-i+1}{N-T_2-T_1-i+1} \quad (3.8)$$

Si l'hypothèse H_0 est décidée il subit un décalage de phase et continue dans le générateur de code PN local. Enfin la même opération est renouvelée à partir du détecteur noncohérent. Dans le cas H_1 il continue en poursuite. Notons que la probabilité de détection (P_d) est obtenue en remplaçant T par $T/(1+SNR)$ dans (3.5), ce qui donne [39] :

$$P_d = \prod_{i=1}^{N-T_1-T_2} M_{V_i}\left(\frac{T}{1+SNR}\right) \quad (3.9)$$

3.2.2 Problématique

La détection distribuée CFAR dans un environnement de bruit non stationnaire, avec un nombre important de détecteurs pose un problème à la résolution des systèmes d'équations non linéaires multi-variables. Sachant que pour un système de détection CFAR constitué de d détecteurs, avec un test de Neyman-Pearson au centre de fusion des données, résulte en un système d'équations non linéaires difficile à résoudre analytiquement. Par conséquent, la détermination du seuil de détection de tels systèmes sera très difficile et dans ce sens, plusieurs techniques ont été développées afin de solutionner cette difficulté. Étant donné que les méthodes classiques ont montré l'incapacité de résoudre ce problème de manière optimale, elles ont été

remplacées par d'autres méthodes plus robustes face à ce problème. Dans notre cas on va utiliser le principe de l'intelligence des essaims, représenté par l'optimisation par essaims particulaires (PSO), pour l'optimisation du seuil de détection T et les paramètres T_1 , T_2 dans un système distribué TM-CFAR.

3.2.3 Optimisation

Cette partie a pour objectif d'utiliser l'algorithme PSO, présenté dans le chapitre précédent, afin d'optimiser le seuil de détection T et les paramètres T_1 , T_2 dans le système distribué TM-CFAR. Nous considérons un système distribué, constitué de d -détecteurs TM-CFAR locaux, dont les décisions individuelles sont transmises à un centre de fusion qui délivre en sortie une décision globale, basée sur les règles de fusion AND et OR. La détection TM-CFAR est basée sur la suppression des plus petites T_1 et plus grandes T_2 valeurs des puissances contenues dans la fenêtre de référence. Dans le but d'obtenir les valeurs optimales de T , T_1 et T_2 du système distribué TM-CFAR, on va appliquer l'algorithme PSO pour l'estimation du seuil adaptatif, dans le sens du critère de Neyman-Pearson, où la fonction objective à minimiser par l'algorithme PSO est donnée par [3] :

$$J(T;T_1;T_2, \varepsilon) = |1 - Pd| + \varepsilon|Pfa - \alpha| \quad (3.10)$$

où, $\varepsilon=1/\alpha$, et α représente la valeur désirée de P_{fa} .

3.3 Performances du système de détection :

3.3.1 Hypothèses

Dans cette section nous considérons pour les besoins des simulations les hypothèses suivantes :

- différentes valeurs du constant de taux fausse alarme $P_{fa} = 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$.
- Différentes longueurs de corrélation partielle $N = 64, 96, 128$.
- Nombre de cellules de références $N_c = 16, 24, 32$.
- Durée de chips $T_c = 1\mu s$.
- Un code PN périodique de longueur $L = 1024$.
- Une constante de pénalité $K = 1000$.
- Les détecteurs sont identiques.

- Le temps d'acquisition moyen (T_{acq}) calculé par l'expression suivante [2]:

$$T_{acq} = \frac{(2-P_d)(1+(k.P_{fa}))+(L.T_c.N)}{2P_d} \quad (3.11)$$

3.3.2 Résultats et discussion

Nous considérons un système de détection distribué à base de détecteur local TM-CFAR, utilisant les deux règles de fusion AND et OR. Pour ces simulations, on suppose que la valeur désirée de la Pfa est de 10^{-2} à 10^{-5} pour les deux règles de fusion AND et OR, en utilisant l'algorithme PSO pour identifier les paramètres T , T_1 et T_2 du système de détection, concernant des détecteurs identiques avec $N_c = 16$ et $N = 64$ les valeurs de c_1 , c_2 sont posés égale à 2.

Les tableaux donnent les paramètres estimés par l'algorithme PSO en utilisant la règle de fusion AND (Tableau 3.1) et la règle de fusion OR (tableau 3.2) pour différents systèmes selon le nombre de détecteurs (d) dans chaque système et un SNR/Chip égal 10 dB. .

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, les performances de détection se dégradent en diminuant la probabilité de fausse alarme désirée ; et lorsque nous comparons les résultats des tableaux 3.1 et 3.2, nous observons une amélioration légère mais claire dans les résultats de probabilité de détection (P_d) c.-à-d. la règle de fusion OR donne des résultats plus performants que le la règle de fusion AND.

Tableau 3.1 : Paramètres estimés en utilisant l'algorithme PSO pour la règle de fusion AND.

Nombre de détecteurs	$d = 2$		$d = 3$		$d = 5$	
	Paramètres estimés	P_d	Paramètres estimés	P_d	Paramètres estimés	P_d
10^{-2}	$T = 0.5326$ $T_1 = 4$ $T_2 = 5$	0.9283	$T = 0.1651$ $T_1 = 3$ $T_2 = 2$	0.9278	$T = 0.1158$ $T_1 = 1$ $T_2 = 3$	0.9291
10^{-3}	$T = 0.5179$ $T_1 = 4$ $T_2 = 3$	0.8850	$T = 0.3100$ $T_1 = 2$ $T_2 = 3$	0.8899	$T = 0.1477$ $T_1 = 2$ $T_2 = 3$	0.8942
10^{-4}	$T = 0.5730$ $T_1 = 4$ $T_2 = 2$	0.8452	$T = 0.3742$ $T_1 = 5$ $T_2 = 2$	0.8532	$T = 0.2254$ $T_1 = 6$ $T_2 = 2$	0.8593
10^{-5}	$T = 0.7139$ $T_1 = 2$ $T_2 = 5$	0.8027	$T = 0.5067$ $T_1 = 6$ $T_2 = 2$	0.8152	$T = 0.3100$ $T_1 = 2$ $T_2 = 3$	0.8233

Tableau 3.2 : Paramètres estimés en utilisant l'algorithme PSO pour la règle de fusion OR.

Nombre de détecteurs	$d = 2$		$d = 3$		$d = 5$	
	Paramètres estimés	P_d	Paramètres estimés	P_d	Paramètres estimés	P_d
10^{-2}	$T = 1.0209$ $T_1 = 2$ $T_2 = 4$	0.9903	$T = 0.6254$ $T_1 = 6$ $T_2 = 1$	0.9990	$T = 3.7091$ $T_1 = 1$ $T_2 = 8$	0.9999
10^{-3}	$T = 1.2647$ $T_1 = 1$ $T_2 = 3$	0.9781	$T = 2.0017$ $T_1 = 5$ $T_2 = 4$	0.9958	$T = 1.1789$ $T_1 = 2$ $T_2 = 2$	0.9999
10^{-4}	$T = 0.8959$ $T_1 = 4$ $T_2 = 0$	0.9641	$T = 0.9159$ $T_1 = 2$ $T_2 = 0$	0.9922	$T = 2.1586$ $T_1 = 3$ $T_2 = 3$	0.9994
10^{-5}	$T = 1.6367$ $T_1 = 5$ $T_2 = 1$	0.9370	$T = 1.5765$ $T_1 = 0$ $T_2 = 1$	0.9821	$T = 2.5163$ $T_1 = 6$ $T_2 = 2$	0.9981

L'évolution de la probabilité de détection globale P_d et le temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) est représentée pour la règle de fusion AND par les figures 3.2 et 3.4, et pour la règle de fusion OR par les figures 3.3 et 3.5, pour différentes valeurs de P_{fa} et une valeur fixe du nombre des cellules de référence $N_c=16$ et une longueur de corrélation partielle $N=64$. Nous supposons que le système contient deux détecteurs identiques ($d=2$).

D'après les figures 3.2 et 3.3, nous observons qu'il y a une dégradation importante de la valeur de la probabilité de détection P_d , pour les deux règles de fusion AND et OR, imposée par la diminution de la probabilité de fausse alarme P_{fa} .

La figure 3.3 et la figure 3.4, montrent clairement qu'il y a une diminution remarquable sur la valeur du temps d'acquisition moyen, dès que la probabilité de fausse alarme diminue, le temps d'acquisition devient moins long, ce qui se traduit par une plus grande rapidité d'acquisition du code PN.

Ces deux remarques nous conduit à faire un compromis entre la valeur du P_{fa} qui augmente la probabilité de détection et faire diminuer le temps d'acquisition, avec un taux minimal de fausse alarme.

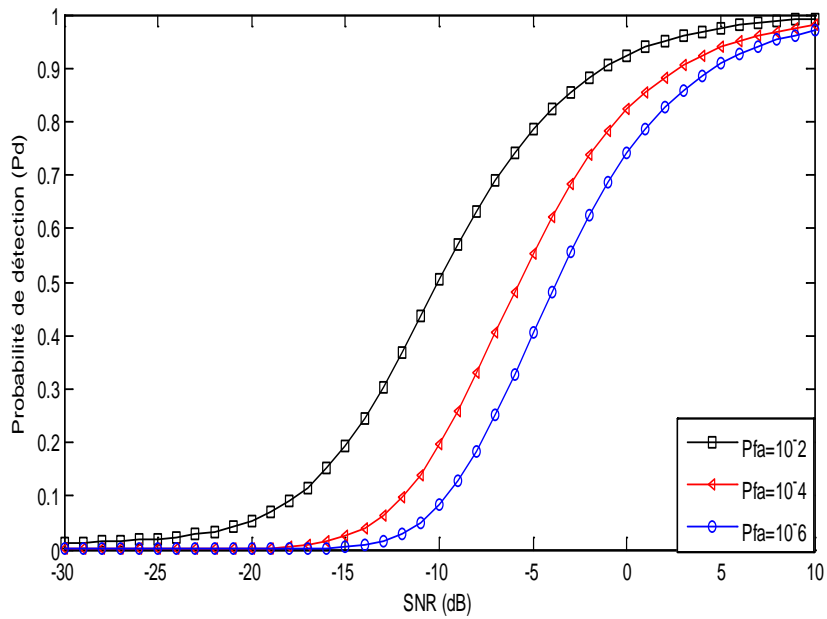


Figure 3.2 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion AND.

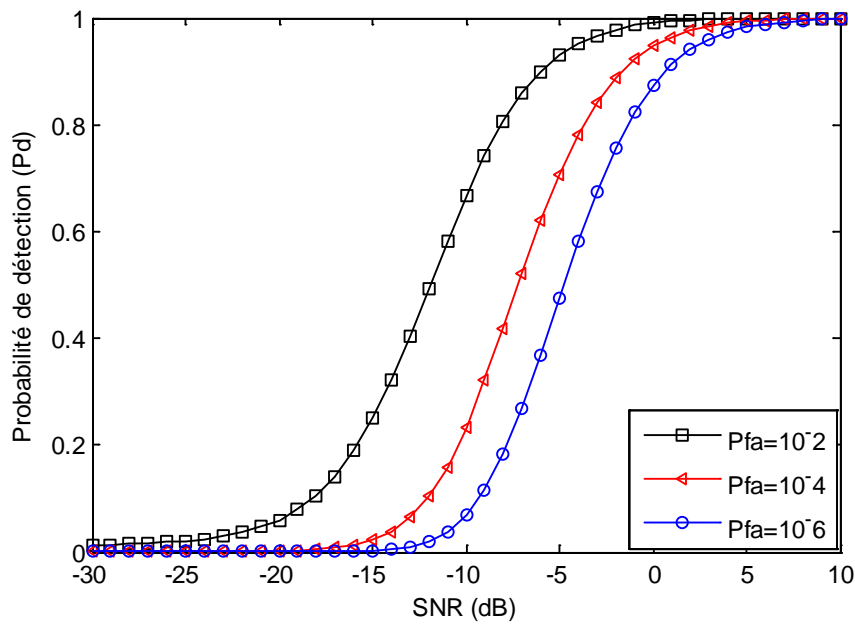


Figure 3.3 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion OR.

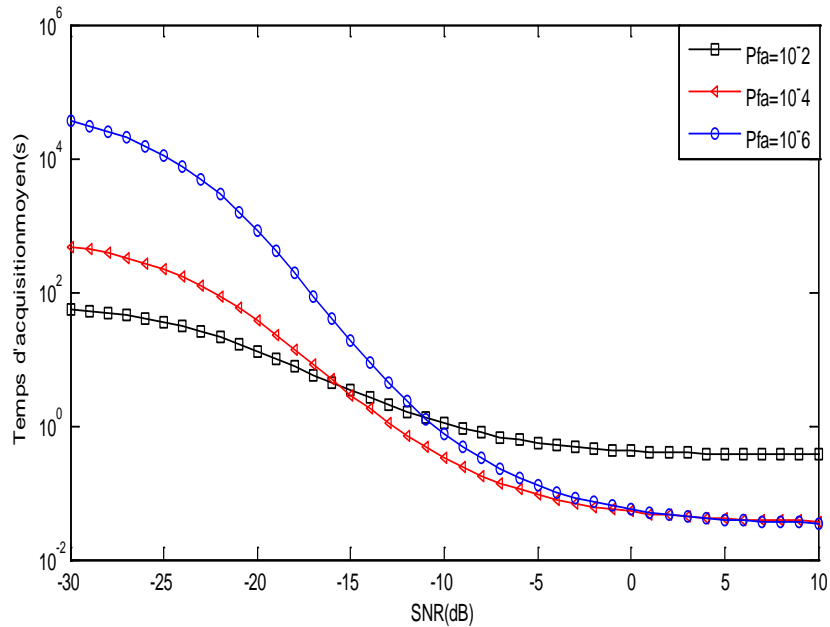


Figure 3.4 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion AND.

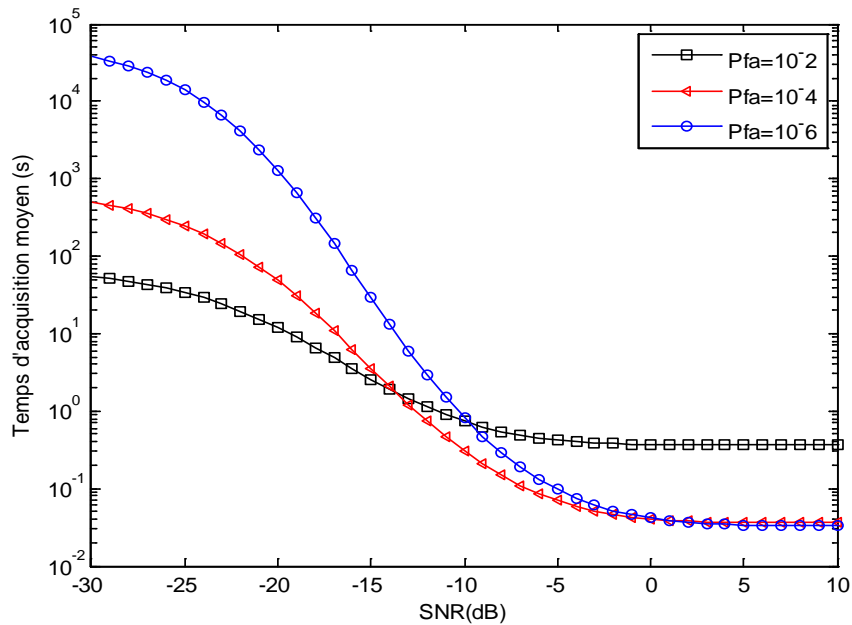


Figure 3.5 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du P_{fa} , en considérant la règle de fusion OR.

L'évolution de la probabilité de détection globale P_d et le temps d'acquisition moyen suivant la variation du SNR pour différentes valeurs du nombre de cellules de référence N_c est représentée par les figures 3.6 et 3.8 pour la règle de fusion AND, et pour la règle de fusion OR par les figures 3.7 et 3.9; avec une valeur de $P_{fa\text{ désiré}} = 10^{-4}$, $N = 64$ et $d = 2$.

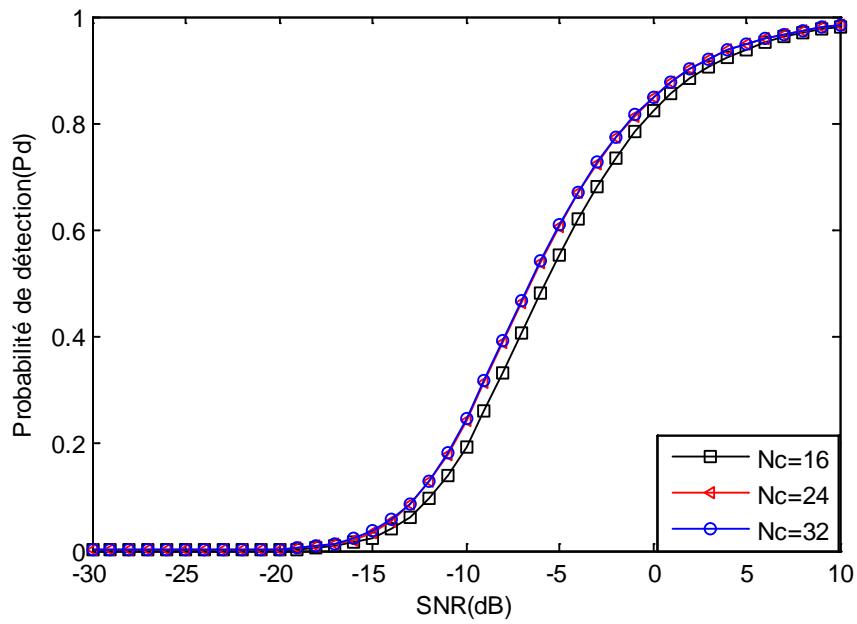


Figure 3.6 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion AND.

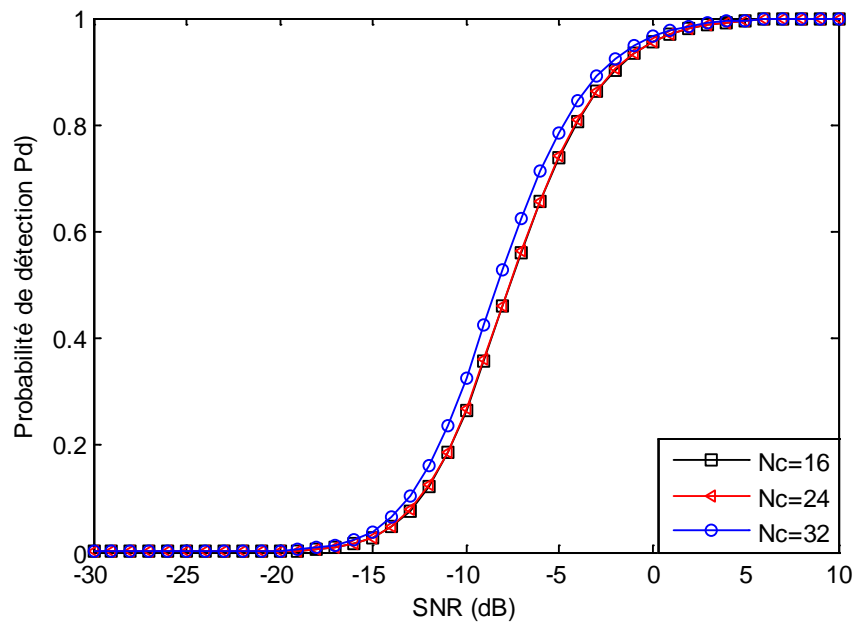


Figure 3.7 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion OR.

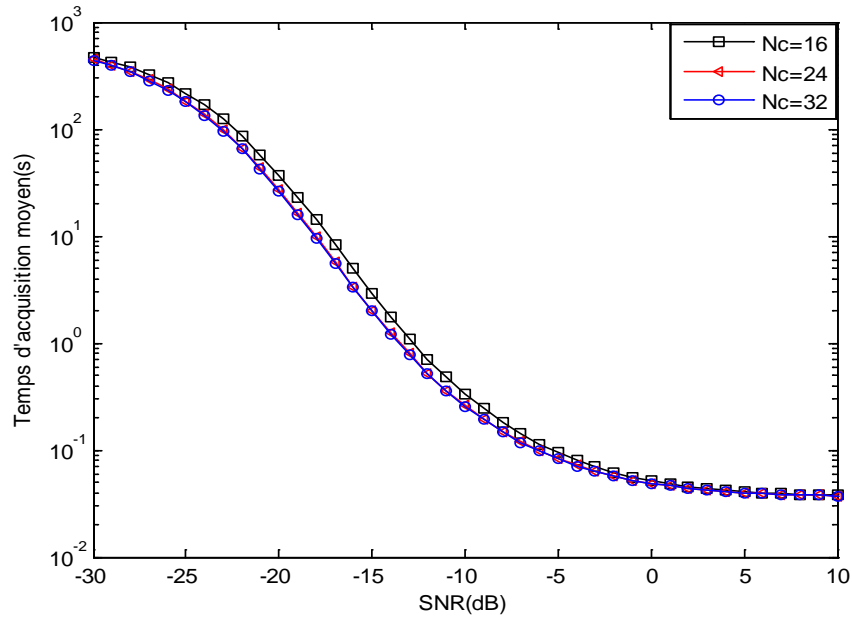


Figure 3.8 : Temps d’acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion AND.

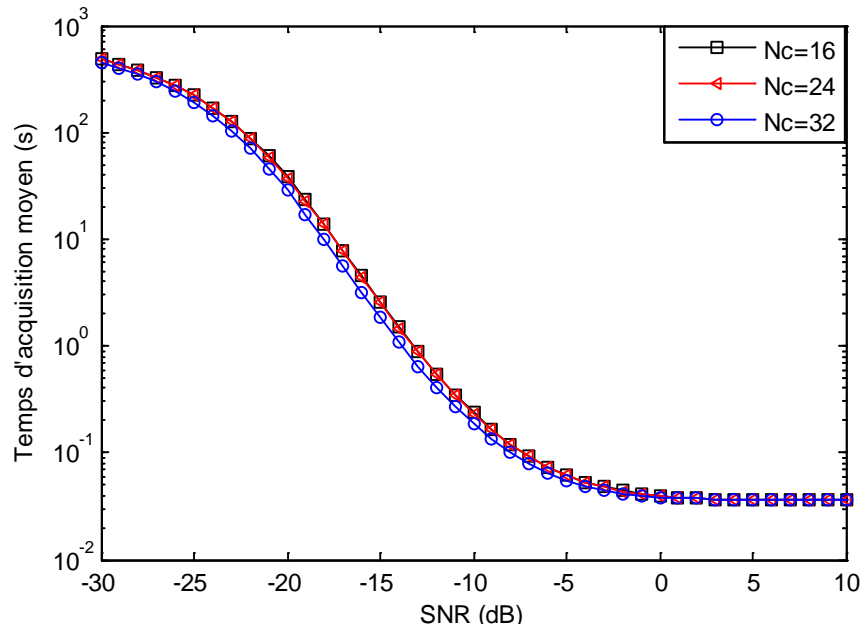


Figure 3.9 : Temps d’acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N_c , en considérant la règle de fusion OR.

Les figures 3.6 et 3.8 montrent que, la probabilité de détection et le temps d’acquisition moyen des valeurs de $N_c = 24, 32$ sont presque identiques pour le cas de règle de fusion AND et même pour la règle de fusion OR (figure 3.7 et 3.9). Lorsque N_c augmente de la valeur 16 à la

valeur 24 ; nous pouvons clairement observer qu'il y a une légère augmentation de la probabilité de détection (Figure 3.6 et 3.7). Les figures 3.8 et 3.9 montrent qu'il y a une légère diminution de la valeur du temps d'acquisition moyen lorsque la valeur de N_c augmente.

La probabilité de détection globale P_d et le temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB), pour différentes valeurs de longueur de corrélation partielle N est représentée par les figures 3.10 à 3.13. Les deux règles de fusion AND et OR, sont également testées pour évaluer la performance de la méthode utilisée, pour la règle de fusion AND, sur les figures 3.10 et 3.12 et pour la règle de fusion OR sur les figures 3.11 et 3.13.

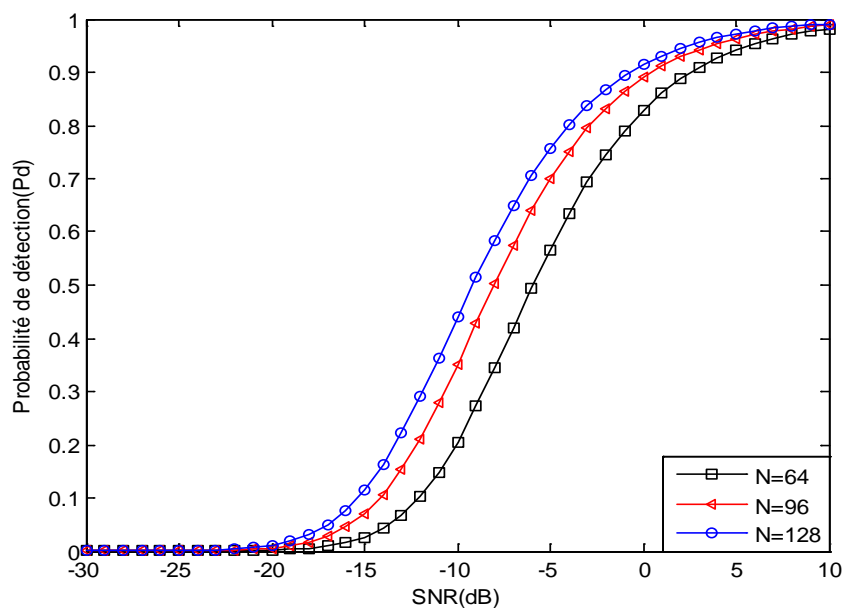


Figure 3.10 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion AND.

L'observation des résultats montre l'effet positif de l'augmentation de la longueur de corrélation partielle N , que ce soit par l'utilisation de la règle de fusion AND ou OR, comme il est illustré sur les figures 3.10 et 3.11, où on remarque une amélioration de la P_d pour les règles de fusion AND et OR ; même le temps d'acquisition moyen devient moins long, précisément lorsque les valeurs de SNR/Chip dépassent -5dB (Figure 3.12 et 3.13). Généralement, la règle de fusion OR montre une supériorité par rapport à la règle de fusion AND.

Dans ce cas nous supposons un système distribué avec différents nombres des détecteurs identiques pour une valeur SNR égale à 10dB, une valeur de $P_{fa_désiré} = 10^{-4}$, le nombre de cellules de références $N_c = 16$ et $N = 64$ pendant 100 itérations de l'algorithme.

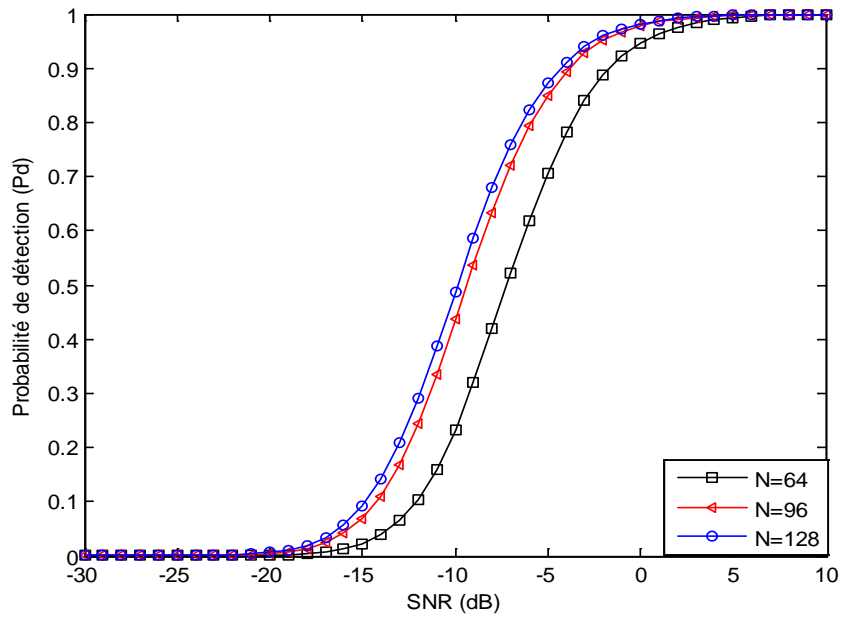


Figure 3.11 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion OR.

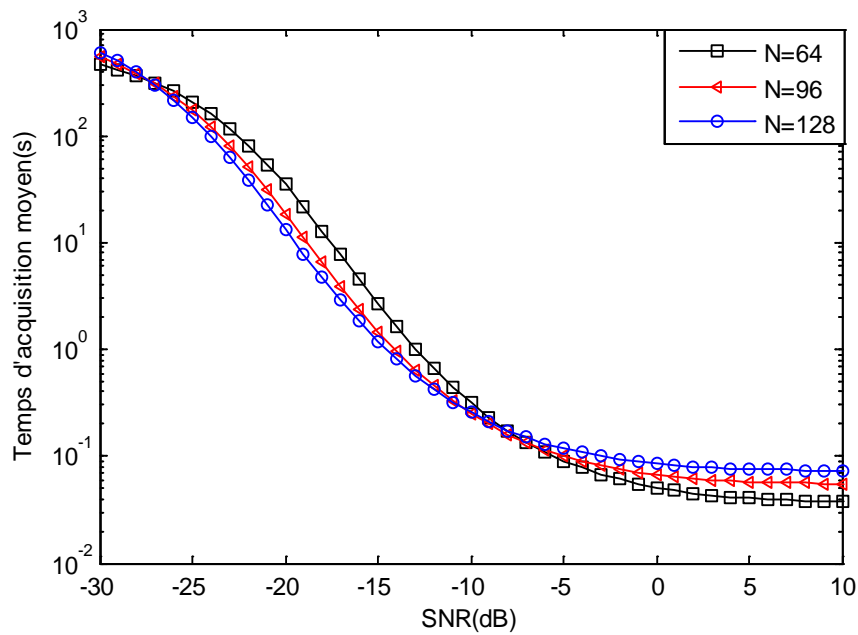


Figure 3.12 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion AND.

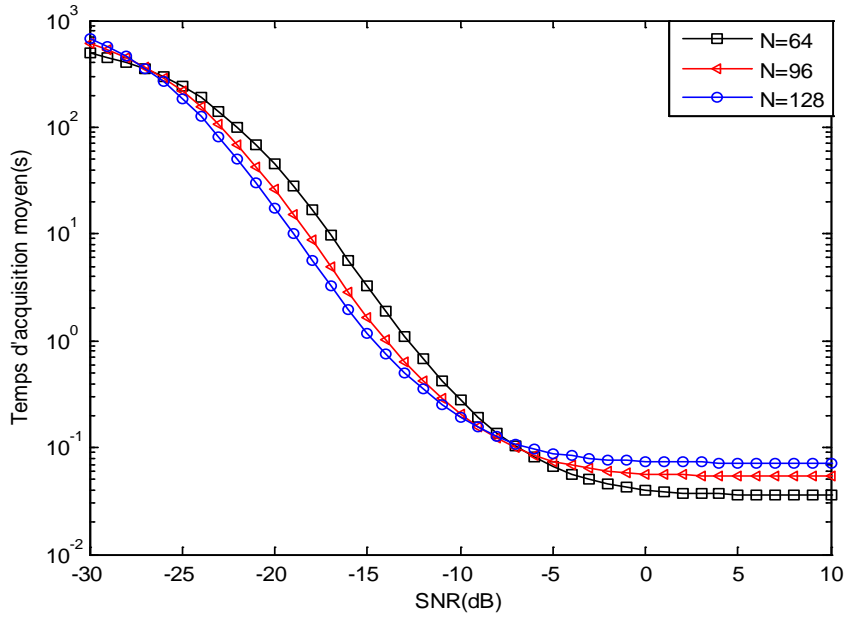


Figure 3.13 : Temps d’acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différentes valeurs du N , en considérant la règle de fusion OR.

Les figures 3.14 et 3.16, pour la règle de fusion AND, et les figures 3.15 et 3.17 pour la règle de fusion OR représentent l’évolution de la probabilité de détection globale P_d et le temps d’acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB).

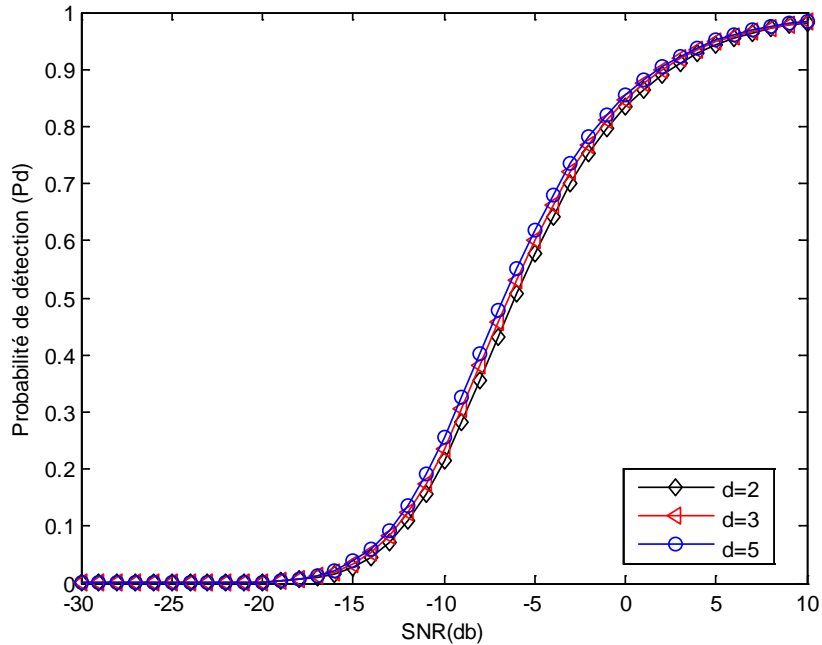


Figure 3.14 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion AND.

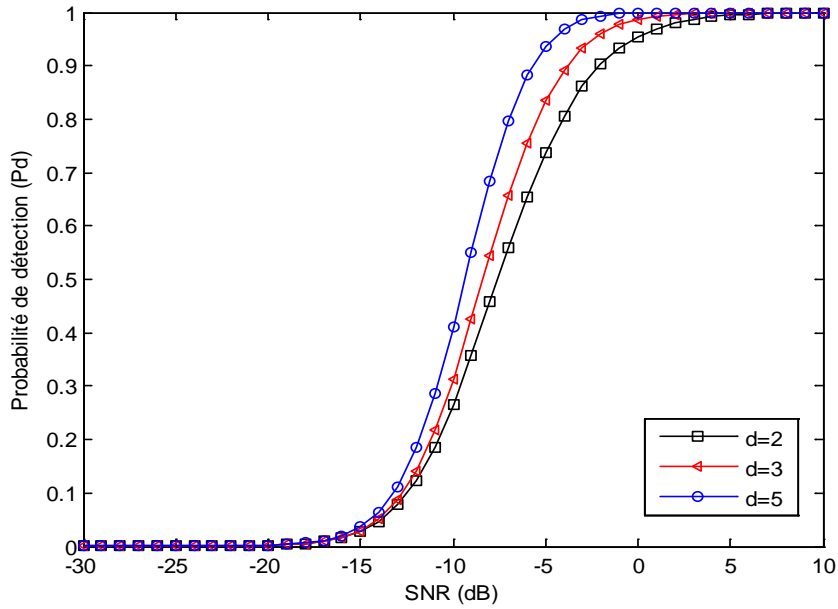


Figure 3.15 : Probabilité de détection en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion OR.

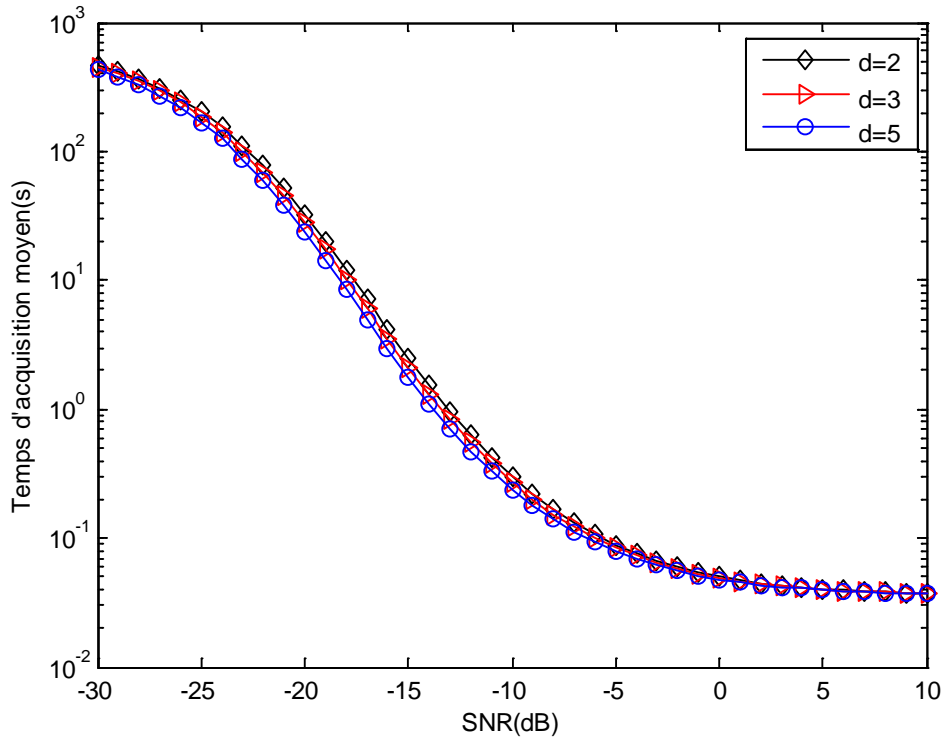


Figure 3.16 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion AND.

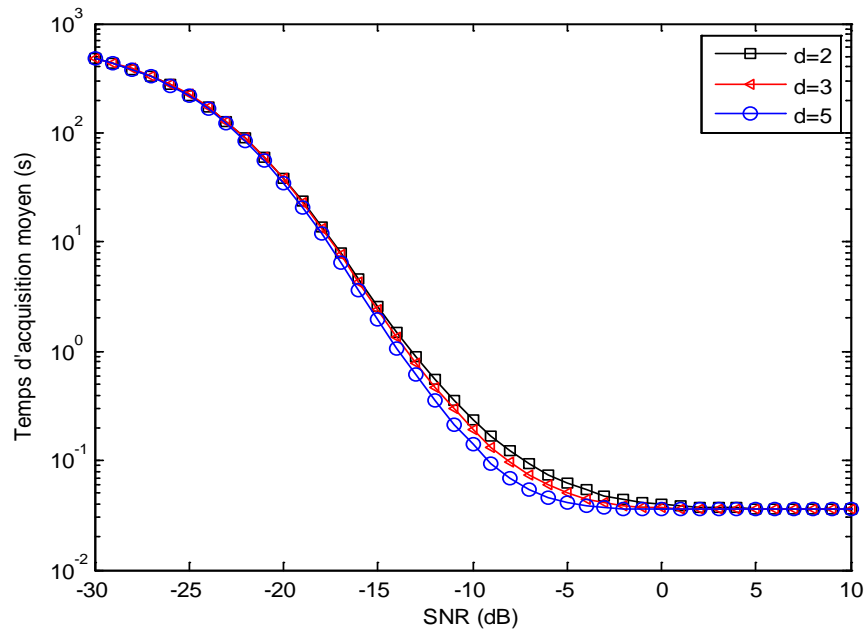


Figure 3.17 : Temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/Chip(dB) pour différents nombres de détecteurs d , en considérant la règle de fusion OR.

Nous pouvons facilement remarquer sur les figures 3.14 et 3.15 que, plus le nombre de détecteurs dans le système distribué, est élevé plus la performance de la détection est améliorée ; c.-à-d. ces figures montrent que le système à 5 détecteurs a de meilleures performances, si on utilise une règle de fusion OR par rapport à la règle de fusion AND. Les mêmes remarques sont tirées pour les courbes du temps d'acquisition moyen (figures 3.16 et 3.17). Elles montrent que la diminution du temps d'acquisition correspond également à une augmentation du nombre des détecteurs (devient plus court), ce qui entraîne une acquisition du code PN plus rapide.

Pour voir plus clairement la différence des résultats des deux règles de fusion AND et OR, nous allons tracer la variation de la probabilité de détection globale et le temps d'acquisition moyen en fonction de la variation du SNR/Chip (dB) pour un système distribué TM-CFAR.

Les performances du système d'acquisitions séries TM-CFAR distribué, aux termes de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen, sont représentées sur les figures 3.18 et 3.19, qui contiennent deux détecteurs identiques ($d=2$) avec une valeur de $P_{fa_désiré} = 10^{-4}$, un nombre de cellules de références $N_c = 16$ et $N = 64$ pendant 100 itérations de l'algorithme.

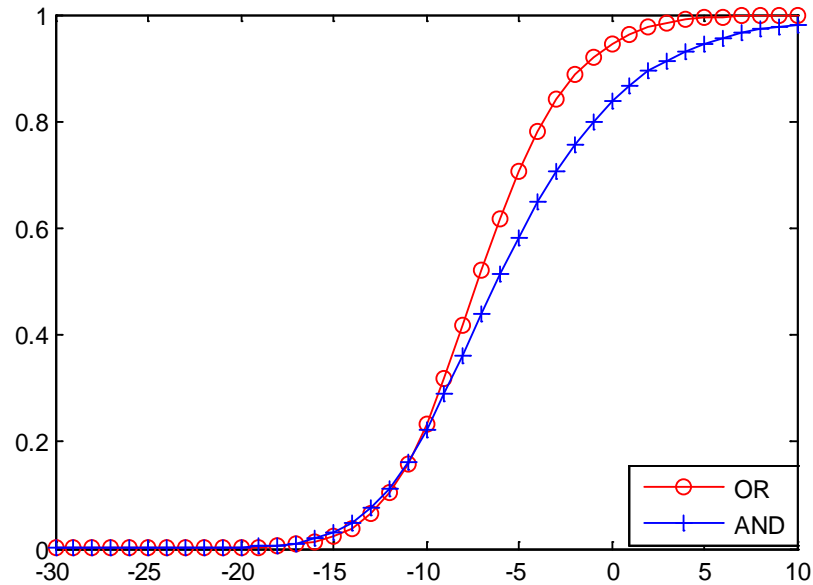


Figure 3.18 : Comparaison entre les probabilités de détection des deux règles de fusion AND et OR.

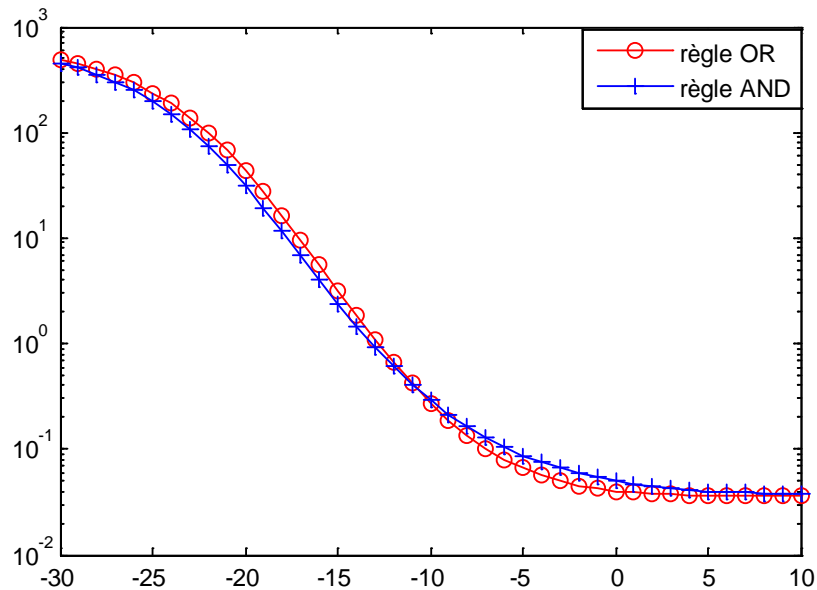


Figure 3.19 : Comparaison entre les temps d'acquisition moyens des deux règles de fusion AND et OR.

A travers les résultats des figures 3.18 et 3.19 qui représentent la variation des probabilités de détection en fonction du rapport signal sur bruit par chip, pour les règles de fusion AND et OR. En effet, on observe la supériorité des probabilités de détection résultantes de la règle de fusion OR par rapport à celles résultantes de la règle de fusion AND. On remarque aussi clairement qu'il

Il y a une légère diminution de la valeur du temps d'acquisition moyen de la règle de fusion OR. Nous pouvons donc dire que, les courbes de cette règle de fusion est nettement meilleures.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les performances de la détection du système distribué TM-CFAR, dont le seuil a été optimisé par l'utilisation de l'algorithme PSO. Au début, nous avons présenté la difficulté d'estimation du seuil de détection, liée à l'utilisation de plusieurs détecteurs pour un système distribué CFAR, ainsi que la possibilité d'atteindre un optimum qui soit loin de l'optimum global, en utilisant la résolution analytique. Pour contourner ce problème, nous avons proposé un algorithme PSO afin d'estimer les paramètres du système, qui permettent d'optimiser le seuil de détection. Les systèmes considérés, diffèrent selon le nombre de cellules dans chaque détecteur, selon le nombre de détecteurs dans chaque système et aussi selon les règles utilisées dans le centre de fusion. A travers une série de simulations en utilisant l'algorithme PSO, où tous les paramètres du système sont optimisés simultanément, nous avons examiné le mécanisme d'exploitation de l'espace de recherche conditionné par les paramètres de l'algorithme qui sont le nombre d'itérations, le facteur d'inertie, les coefficients d'accélération, et par des conditions initiales des paramètres, en tenant compte des valeurs limites et nous n'avons remarqué aucun changement dans le résultat.

Les résultats de simulation ont été présentés pour les différents cas d'étude et nous pouvons ainsi conclure qu'un choix approprié des différents paramètres de l'algorithme avec un nombre élevé de détecteurs locaux et une valeur P_{fa} élevée dans le système distribué avec un règle de fusion OR ; permet d'obtenir de meilleures performances pour la détection.



CONCLUSION GENERALE



1. CONCLUSION

2. PERSPECTIVES

1. Conclusion

Dans ce mémoire, nous avons traité le problème de l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire dans les systèmes de communication DS/CDMA, où la communication nécessite un processus de synchronisation qui est réalisé en deux étapes : l'acquisition et la poursuite. Puisque le niveau du signal reçu et les conditions de l'environnement de propagation ne sont pas stables, la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe. Ces faits conduisent à l'utilisation d'un récepteur à taux de fausse alarme constant TFAC (CFAR, Constant False Alarm Rate) qui s'articule sur un seuil adaptatif de détection.

Dans le premier chapitre, nous donnons la présentation des différentes techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communications mobiles et particulièrement l'accès multiple par division de code (CDMA). Nous avons donné également un aperçu sur le principe des systèmes à étalement du spectre par séquences directes. Dans ce contexte, la partie émission, les canaux de transmission, l'étage de réception; ainsi que les méthodes de génération des codes d'étalement ont été détaillés.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter en premier lieu les principes fondamentaux de la détection adaptative CFAR, introduite dans le but d'adapter la détection. En plus, les différentes structures de quelques types de détecteurs CFAR, seront évoqués ; ainsi que les méthodes d'estimation du niveau du clutter adoptées par ces détecteurs, afin de permettre une meilleure qualité de détection. Dans ce chapitre Nous nous concentrons à une conception des systèmes distribués avec un centre de fusion de données et la technique d'optimisation par essaim des particulaires.

Dans le dernier chapitre, nous commençons par une description et une analyse du système proposé. Ensuite, nous avons proposé un algorithme PSO adapté au problème traité, de sorte que les composantes de chaque particule de l'essaim représentent les paramètres du système distribué TM-CFAR, que nous voulons définir. Le critère de Neyman-Pearson a été adopté comme fonction d'évaluation et les paramètres initiaux ont été choisis de manière empirique. Ainsi, dans la première partie de ce travail, nous avons étudié l'influence d'un certain nombre de facteurs susceptibles de modifier les propriétés du système. Où, nous avons pris en considération l'effet du nombre de détecteurs TM-CFAR locaux sur le système distribué, l'effet de la variation du SNR, de même que l'effet de la P_{fa} . Nous avons également abordé l'impact des deux règles de fusion AND et OR.

En comparant les résultats obtenus, nous avons constaté que les meilleures performances de détection ont été obtenues pour le système qui contient un nombre élevé de détecteurs, pour une règle de fusion OR dans la majorité des situations.

2. Perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire, nous a permis d'explorer et d'approfondir nos connaissances dans le domaine de la détection distribuée CFAR, où nous avons utilisé la technique PSO comme outil d'optimisation du seuil de détection dans ces systèmes. Pour construire un concept plus complet sur l'impact de la technique dans le domaine de l'optimisation des systèmes distribués, ces quelques points peuvent être pris en compte, en termes de perspectives :

- D'autres algorithmes d'optimisation existants peuvent être testés, afin d'examiner l'efficacité de la méthode PSO par rapport à ses concurrentes, telle que l'optimisation par les algorithmes génétiques, par exemple.
- Comme il sera également intéressant d'appliquer d'autres variantes de l'algorithme PSO proposé, pour concevoir l'algorithme le mieux adapté à la résolution du problème de la détection distribuée CFAR.



REFERENCES



Références

[1]	Bekhakhecha R., Détection adaptative pour les systèmes de communication DS-CDMA. Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.
[2]	Aissaoui A., Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS, Thèse Doctorat, Université de Constantine, 2008.
[3]	Seksaf A., Optimisation du Seuil de Détection dans les Systèmes Distribués CFAR par Essaims de Particules (OEP), Thèse de Magister, Université de Biskra, 2015.
[4]	Mandyam G. D. and Lai J., Third generation CDMA systems for enhanced data services, Academic Press, 1 st edition. 2002.
[5]	IBNKAHLA, Mohamed (ed.). Signal processing for mobile communications handbook. CRC press, 1 edition, 2004.
[6]	Schulze H. and Lüders C., Theory and applications of OFDM and CDMA: Wideband wireless communications, John Wiley & Sons, 2005.
[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]	Gibson J. D., The Communications Handbook, 2 nd édition, CRC. Press, 2002.
[9]	Hanzo L., Blogh J. and Ni S., 3G, HSPA and FDD versus TDD Networking: smart antennas and adaptive modulation, John Wiley & Sons, 2 nd edition, 2008.
[10]	Rahman M. A. et al., Performance Evaluation of a DS-CDMA System in a Rayleigh Fading Environment, World Journal of Engineering and Technology, Vol. 4, p. 1-9, 2016.
[11]	Singh A., Performance Analysis of Spread Spectrum Techniques, Proceeding of the Conference on Advances in Communication and Control Systems (CAC2S), 2013.
[12]	Prucnal P. R., Optical code division multiple access: fundamentals and applications, CRC press, 2005.
[13]	Chen H.-H., The next generation CDMA technologies, John Wiley & Sons, 2007.
[14]	Gordon L. S., Spread Spectrum Techniques, Springer, 2017.
[15]	Jovic B., Synchronization techniques for chaotic communication systems, Springer, 2011.
[16]	Md. Anam M. et al., Performance Analysis of Different Interleaving Technique for M-QAM Modulation over Rayleigh Fading Channel in an Outdoor Environment with Different Equalizers, Global Journal of Research in Engineering, Vol. 14, p.1-6, 2014.
[17]	Garg V., Wireless communications & Networking; Elsevier, 2010.
[18]	Kang, S. and Lee, Y.-H., Rapid acquisition of PN signals for DS/SS systems using a phase estimator. IEEE Journal on Selected Areas in communications, Vol. 19, p. 1128-1137, 2001.
[19]	Sheen W.-H. and Wang H.-C., A new analysis of direct-sequence pseudo-noise code acquisition on Rayleigh fading channels, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 19, p. 2225-2232, 2001.
[20]	Wong T. F., Spread spectrum & CDMA. Multi-user Detection, Springer, 2001.
[21]	Abu-Rgheff M. A., Introduction to CDMA wireless communications, Academic Press, 1 st edition, 2007.
[22]	Ipatov V. P. Spread spectrum and CDMA: principles and applications, John Wiley & Sons, 2005.
[23]	Chugg K. M. and Zhu M., A new approach to rapid PN code acquisition using iterative

	message passing techniques, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no 5, p. 884-897, 2005.
[24]	Kim C.-J., Han D.-S. and Lee, H.-S., Generalized OS CFAR detector with noncoherent integration, Signal processing, Vol. 31, p. 43-56, 1993.
[25]	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.
[26]	Cheikh K. and Soltani F., Application of neural networks to radar signal detection in K-distributed clutter, IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, Vol. 153, p. 460-466, 2006.
[27]	Barkat M. and Varshney P. K. On Adaptive Cell-Averaging CFAR (Constant False-Alarm Rate) Radar Signal Detection, Syracuse University, Department of Electrical and Computer Engineering, 1987
[28]	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.
[29]	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.
[30]	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.
[31]	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.
[32]	Abdou L. Application des algorithmes évolutionnaires à l'optimisation du seuil de détection dans les systèmes distribués CFAR, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2009.
[33]	Lazinica A., Particle swarm optimization, Kirchengasse : InTech, mémoire de University of technology Austria, 2009.
[34]	Ahmed H. and Glasgow J., Swarm intelligence: concepts, models and applications. Technical Report, School Of Computing, Queens University, 2012.
[35]	Bai Q., Analysis of particle swarm optimization algorithm, Computer and information science, Vol. 3, p. 180, 2010.
[36]	Cooren Y., Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim particulaire: application en génie médical et en électronique, Thèse de Doctorat Université Paris-Est, 2008.
[37]	Zemzami M. et al. Application d'un modèle parallèle de la méthode PSO au problème de transport d'électricité, ISTE Science Publishing p. 1-12, 2016.
[38]	Daoud A. S., Sallam, A. and Wheed M. E. Improving Arabic document clustering using K-means algorithm and Particle Swarm Optimization. Proceeding IEEE, Intelligent Systems Conference (IntelliSys), 2017.
[39]	Boudemagh N., Censure Automatique pour l'Optimisation de la Détection Radar dans des Milieux Hétérogènes en Présence de Cibles Interférentes, Thèse de Doctorat, Université Constantine, 2015.