

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLAB BLIDA 1

Institut d'Aéronautique et des études spatiales

Option

Avionique



Mémoire

Présentée en Vue de l'Obtention du Diplôme de :

Master en Science Aéronautique

Thème

SYNCHRONISATION ADAPTATIVE HYBRIDE DU CODE PN  
DANS LES SYSTEMES DE COMMUNICATION DS/SS

Encadré par : Mme. F.DOUDOU

Réaliser par :

BELALA LYDIA

OUMOKRANE SAFIA

2016

04/01/16  
EX



## **Résumé**

Ce travail se rapporte à l'étude de la technique d'accès multiples par répartitions de codes utilisé dans les systèmes de communication mobile : ce sont des systèmes dits de troisième génération (3G). En effet, ces systèmes permettent des trafics de données divers à très hauts débits et l'accès simultané d'un très grand nombre d'utilisateurs. Pour exploiter les avantages d'un signal DS/SS, le récepteur doit être parfaitement synchronisé sur l'émetteur, ce qui signifie que le code dans le récepteur est exactement aligné sur celui de l'émetteur. Cette opération est réalisée en deux étapes de base : l'acquisition et la poursuite du code. L'objectif de cette thèse est d'étudier les performances de l'acquisition du code PN dans le système de communication DS/SS. Pour cela un système a été étudié et analysé.

Le système étudié, baptisé FAHAP, combine la stratégie de recherche hybride et la diversité d'antennes aussi et utilise un détecteur adaptatif flou CA-CFAR qui est comparé au détecteur flou OS-CFAR. Les performances du système étudié sont évaluées dans des canaux de type Rayleigh en présence de trajets multiples. Les résultats obtenus montrent que les performances en termes de détection du système FAHAP sont significatives, ainsi que la comparaison montre que les performances du CA-FAHAP sont moins importantes pour les trajets multiples et devant celles de l'OS-FAHAP.

## **Abstract**

This work relates to the study of multiple access technique codes distributions used in mobile communication systems: these are so-called third generation (3G) systems. Indeed, these systems allow various data traffic in high bandwidth and simultaneous access of a large number of users. To exploit the advantages of DS / SS signal, the receiver must be perfectly synchronized to the transmitter, which means that the code in the receiver is exactly aligned with that of the transmitter. This operation is performed in two basic stages: acquisition and tracking of the code. The objective of this thesis is to study the performance of the acquisition of PN code in DS / SS communication system. For this a system was studied and analyzed.

The study called FAHAP system combines the hybrid search strategy and antenna diversity also employs fuzzy adaptive detector CA-CFAR which is compared to the blur detector OS-CFAR. The performance of the system study is evaluated in Rayleigh channels in the presence of multipath. The results obtained show that the performance in terms of detection FAHAP system are significant, and the comparison shows that CA-FAHAP performance is less important for the multipath and to those of the OS-FAHAP.

## ملخص

هذا العمل يتعلق بدراسة تقنية التقسيم الترميزي-متعدد الوصول في أجهزة الجيل الثالث للاتصالات اللاسلكية. في الواقع هذا الجيل من الأجهزة يسمح باستخدام أعلى المعدلات لإرسال المعلومات، كما يسمح باستخدام الشبكة من طرف عدد كبير من الأشخاص في آن واحد. وللاستفادة من مميزات الإشارة المستخدمة للطيف الممتد يجب أن يكون المستقبل قادر على أن يحدث التطابق ما بين الشفرة المنتجة من طرفه و الأخرى المستخدمة من طرف المرسل. أحداث التطابق بين الشفرتين يكون على مرحلتين: مرحلة الاقتناء (التطابق غير المصقول) و مرحلة المتابعة (التطابق الدقيق). موضوع هذه المذكورة موجه لدراسة مرحلة الاقتناء و لدراسة و تحليل مخطط

النظام المدروس يستعمل طريقة البحث الهجين و مجمع هوائيات. لقد تم استعمال كاشف مكيف غامض و مقارنته مع آخر. تم تقييم أداء دراسة النظام في قنوات رايلي في وجود تعدد النتائج التي تم الحصول عليها اظهرت فعالية النظام.

# **Remerciements**

*Merci au grand Dieu pour l'achèvement de ce travail.*

*Nous exprimons nos sincères gratitude à Madame **F. DOUDOU**,  
Enseignante à l'Institut d'Aéronautique à l'université de Blida qui nous a  
encadrés tout au long de l'année. Au travers de nos discussions, elle nous  
a apporté une compréhension plus approfondie des divers aspects du  
sujet. Ses suggestions avisées ont permis la réalisation effective de ce  
travail.*

*Nous présentons nos remerciements à l'ensemble des jurys.*

*Sans oublier d'exprimer notre profonde gratitude aux professeurs et  
enseignants de notre Institut.*

## **Dédicaces**



*A nos chers parents, qui nous ont soutenus tout au long de ces années et  
qui nous ont donné courage, tendresse et patience*

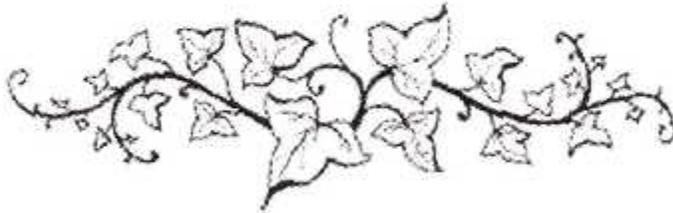
*A nos chères sœurs et cher frère*

*A mes chers neveux*

*A toute la famille **OUMOKRANE** et la famille **BELALA***

*A nos chères amies*

*Et à ceux avec qui nous partageons de bons souvenirs.*



# **Table des matières**

<b>Liste des figures</b> -----	<b>VIII</b>
<b>Liste des tableaux</b> -----	<b>IX</b>
<b>Liste des acronymes et abréviations</b> -----	<b>X</b>
<b>Introduction générale</b> -----	<b>XI</b>
<b>Chapitre 1 : Généralités sur la communication radio mobile</b> -----	<b>1</b>
1.1. Introduction -----	2
1.2. Les caractéristiques du signal de propagation dans un environnement radio- mobile -----	2
1.2.1. Atténuation due à la distance parcourue (Path loss) -----	2
1.2.2. Effets de masques (Shadowing effects)-----	3
1.2.3. Evanouissements par multi trajets (Multi path)-----	3
1.2.4. Atténuation due aux arbres -----	3
1.2.5. Atténuation due à l'atmosphère-----	3
1.2.6. Interférences et brouillages -----	4
1.3. Méthodes d'accès multiples -----	5
1.3.1. Accès multiples par la répartition de fréquences (FDMA)-----	6
1.3.2. Accès multiples par la répartition dans le temps (TDMA)-----	7
1.3.3. Accès multiple par la répartition dans les codes (CDMA)-----	8
1.4. Conclusion -----	9
<b>Chapitre 2 : Principe de l'étalement de spectre par séquence directe</b> -----	<b>10</b>
2.1. Introduction -----	11
2.2. L'étalement de spectre -----	11
2.2.1. Principe de l'étalement de spectre -----	11
2.2.2. Pourquoi l'étalement de spectre ? -----	13
2.3. Etalement du spectre par séquence directe -----	15
2.3.1. Modélisation du signal au niveau de l'émetteur -----	16
2.3.2. Les codes d'étalement et d'accès multiples -----	17
2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement pseudo-aléatoire PN-----	17
2.3.4. Désétalement en réception -----	22
2.4. Canaux de transmission -----	23
2.4.1. Canal binaire symétrique-----	23

2.4.2. Canal à bruit blanc additif Gaussien -----	24
2.4.3. Canal à évanouissement-----	25
2.5. Synchronisation du code -----	29
2.5.1. L'acquisition (Synchronisation grossière)-----	29
2.5.2. Poursuite du code (code tracking) -----	33
2.6. Conclusion -----	33
<b>Chapitre 3 : Acquisition adaptative hybride du code PN utilisant une diversité d'antenne -----</b>	<b>34</b>
3.1. Introduction -----	35
3.2. Description du système-----	35
3.3. Formalisme Mathématique -----	40
3.3.1. Détecteurs flous -----	40
3.3.2. Probabilité de fausse alarme-----	42
3.4. Résultats et discussions -----	44
3.5. Conclusion -----	50
<b>Conclusion générale-----</b>	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Bibliographie -----</b>	<b>53</b>

## Liste des figures

<b>Figure 1.1.</b> Interférences inter symboles ; $I'$ , $I''$ , $I'''$ constituent les répliques du signal $I$ .	5
<b>Figure 1.2.</b> Interférences co-canal.	5
<b>Figure 1.3.</b> L'accès multiple FDMA.	6
<b>Figure 1.4.</b> L'accès multiple TDMA.	7
<b>Figure 1.5.</b> L'accès multiple CDMA.	9
<b>Figure 2.1.</b> Transmission numérique classique : aspect spectral.	12
<b>Figure 2.2.</b> Transmission numérique à spectre étalé : aspect spectral.	12
<b>Figure 2.3.</b> Etalement du signal.	15
<b>Figure 2.4.</b> Désétalement du signal.	16
<b>Figure 2.5.</b> Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.	16
<b>Figure 2.6.</b> Génération de séquences par registres à décalage.	18
<b>Figure 2.7.</b> Générateur de la séquence de longueur maximale.	19
<b>Figure 2.8.</b> La fonction d'auto-corrélation du code.	21
<b>Figure 2.9.</b> Structure du récepteur pour une transmission DS-SS.	22
<b>Figure 2.10.</b> Description d'un canal binaire symétrique.	24
<b>Figure 2.11.</b> Diagramme du canal binaire symétrique.	24
<b>Figure 2.12.</b> Etalement temporel.	26
<b>Figure 2.13.</b> Principe de l'acquisition du code.	30
<b>Figure 2.14.</b> Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée.	32
<b>Figure 3.1.</b> Le modèle d'un canal sélectif en fréquence.	36
<b>Figure 3.2.</b> Schéma bloc du processeur d'acquisition.	38
<b>Figure 3.3.</b> Structure du corrélateur.	39
<b>Figure 3.4.</b> Mode de recherche du système d'acquisition.	39
<b>Figure 3.5.</b> Détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR.	42
<b>Figure 3.6.</b> Probabilité de détection du processeur CA-FAHAP en fonction de la taille de la fenêtre de corrélation $M$ .	45
<b>Figure 3.7.</b> Probabilité de détection du CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.	46
<b>Figure 3.8.</b> Probabilité de détection du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes.	47
<b>Figure 3.9.</b> L'effet de trajets multiples sur le détecteur CA-FAHAP.	48
<b>Figure 3.10.</b> Probabilité de détection pour CA-FAHAP, OS-FAHAP dans un environnement homogène pour un seul trajet.	49
<b>Figure 3.11.</b> CA-FAHAP et OS-FAHAP pour multi trajets.	50

## Liste des tableaux

<b>Tableau 2.1.</b> Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.	13
<b>Tableau 2.2.</b> Choix des prises sur le registre.	18
<b>Tableau 2.3.</b> Evolution du registre de la figure 2.7.	19
<b>Tableau 2.4.</b> Propriété du retard de la séquence du code à longueur maximale.	20
<b>Tableau 2.5.</b> La distribution de bits 0 et 1 dans une séquence du code pour $R=5$ .	20
<b>Tableau 2.6.</b> Comparaison des delay spread pour différents environnements.	26
<b>Tableau 3.1.</b> Les seuils, $T_{FC}$ , pour $P_{fa H_0} = 10^{-3}$ .	44

# **Liste des acronymes et abréviations**

3G : *Third Generation (Troisième Génération)*  
AWGN: *Additive White Gaussian Noise*  
BER: *Bit Error Rate*  
BPSK: *Binary Phase Shift Keying*  
CA: *Cell Averaging, Cell Averaging*  
CBS: *Canal Binaire Symétrique*  
CDF: *Cumulative Distribution Function*  
CDMA: *Code Division Multiple Access*  
CFAR: *Constant False Alarm Rate*  
DS: *Direct Sequence*  
dsp: *Densité spectrale de puissance*  
FDMA: *Division Multiple Access*  
FH: *Frequency Hopping*  
GPS: *Global Positioning System*  
ICC: *Interférences Co-Canal*  
IIS: *Interférences Inter-Symboles*  
I-Q: *In phase- Quadrature phase*  
LFSR: *Linear Feedback Shift Register*  
MAI: *Multiple Access Interference*  
MLS: *Maximal Length Sequences*  
OS: *Ordered Statistic*  
 $P_d$ : *la probabilité de détection*  
Pdf: *Probability density function*  
 $P_{fa}$ : *la probabilité de fausse alarme*  
PLL: *Phase Locked Loop*  
 $P_m$ : *la probabilité de non détection*  
PN: *Pseudo Noise*  
 $P_{nfa}$ : *la probabilité de non fausse alarme*  
QPSK: *Quadrature Phase Shift keying*  
SNR: *Signal-to-Noise Ratio*  
SS: *Spread Spectrum*  
TDMA: *Time Division Multiple Access, TDMA*  
UMTS: *Universal Mobile Telecommunications System*  
W-CDMA: *Wideband-Code Division Multiple Access*

# **Introduction générale**

Depuis une dizaine d'années, les communications personnelles sont en pleine expansion. Le nombre d'utilisateurs ne fait que croître et le type de données à transmettre n'arrête pas de se diversifier. Désormais, à la transmission de la voix s'ajoute de plus en plus la transmission de données diverses et variées. Ces besoins nécessitent donc d'augmenter toujours plus les capacités des systèmes, que ce soit en terme de nombre d'utilisateurs ou en débit des données, tout en minimisant les coûts.

Et dans ce qui concerne la communication aéronautique, l'utilisation de la technique de détection à seuil fixe, le bruit et les variations de l'amplitude du signal de la cible étaient tous visualisés simultanément ce qui conduit alors à beaucoup de fausses alarmes et dégrade ainsi les performances de la détection, pour cela une nouvelle technique de seuillage adaptatif a été adaptée pour améliorer la détection.

L'accès multiple par répartition de code, est une technique de multiplexage à étalement de spectre, initialement destinée aux applications militaires, elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal de donner au signal à transmettre, la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance que confère l'étalement de spectre aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission.

La synchronisation du code PN (Pseudo-Noise) est une tâche essentielle dans les systèmes CDMA à séquence directe (DS-SS) ce qui signifie que le code dans le récepteur est exactement aligné sur celui de l'émetteur. Cette opération est réalisée en deux étapes : l'acquisition (la synchronisation grossière) et la poursuite (la synchronisation fine). L'objectif de ce travail de thèse est d'étudier les performances de l'acquisition du code. Pour cela un schéma d'acquisition est analysé.

Le schéma étudié, baptisé FAHAP, combine une structure avec une diversité d'antennes et une stratégie hybride et utilise un détecteur adaptatif flou CA-CFAR qui est comparé au détecteur flou OS-CFAR. Les performances du système étudié sont évaluées dans des canaux de type Rayleigh en présence de trajets multiples.

Hormis l'introduction générale et la conclusion générale, ce travail s'articulera autour de trois chapitres suivant :

**Le premier chapitre** traite les généralités sur le canal de transmission radio-mobile, permet de comprendre et d'appréhender son comportement. Il aborde les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile.

**Le deuxième chapitre** présente le principe de l'étalement du spectre (de l'émetteur vers le récepteur). Il recense également certains modèles de canaux de transmission rencontrés en pratique, notamment les canaux à évanouissements.

**Le troisième chapitre** sera consacré à l'étude et la simulation du système d'acquisition adaptative hybride à diversité d'antennes utilisant des règles de fusion floues, nommé FAHAP pour un canal à évanouissement Rayleigh.

Le traitement obtenu montre l'évolution de la performance en termes de probabilité de détection en fonction de SNR/Chip [dB].

# **Chapitre 1**

## ***Généralités sur la communication radio mobile***

### **Sommaire :**

- 1.1. Introduction.
- 1.2. Les caractéristiques du signal de la propagation dans un environnement radio-mobile.
- 1.3. Méthodes d'accès multiples.
- 1.4. Conclusion.

## **1.1. Introduction**

Le canal de transmission radio mobile est sans doute l'un des médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables. Les ondes radioélectriques, parce qu'elles se propagent en traversant l'espace, sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologies du terrain, des caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité, du milieu traversé, etc. c'est pour cela que, contrairement aux transmissions sur lieu fixe (câble en cuivre, fibre optique par exemple) où les caractéristiques du milieu sont contrôlées, les transmissions sur lieu radio-mobile ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes [1].

Dans ce chapitre nous donnons quelques notions de base caractérisant le canal radio-mobiles et ces problématiques (par exemple le phénomène des trajets multiples) qui ont un effet très important sur la qualité de communication, et nous introduisons quelques méthodes d'accès multiples utilisées dans les systèmes radio-mobiles à la fin de ce chapitre.

## **1.2. Les caractéristiques du signal de propagation dans un environnement radio-mobile**

Les ondes radio dans un environnement mobile sont soumises à de nombreux phénomènes qui causent un effet d'affaiblissement du signal émis. Cet affaiblissement se traduit par des erreurs dans les messages reçus qui entraînent des pertes d'informations pour l'utilisateur ou le système.

Ces affaiblissements peuvent être classés en différentes catégories dont les principales sont :

- Atténuation due à la distance parcourue (Path loss).
- Effets de masques (Shadowing effects).
- Evanouissements par multi trajets (Multipath).
- Brouillages causés par d'autres émissions :
  - Les interférences.
  - Bruit ambiant.

### **1.2.1. Atténuation due à la distance parcourue (Path loss)**

L'affaiblissement de propagation, aussi connu comme affaiblissement de parcours ou par son nom anglais de path loss, caractérise l'affaiblissement que subit une onde électromagnétique lorsqu'elle parcourt une distance. Cet affaiblissement est dû à la dispersion de la puissance, mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin : édifices, montagnes, précipitations et autres bloquant, dispersant, réfléchissant ou réfractant le signal [2].

### 1.2.2. Effets de masques (Shadowing effects)

La zone d'ombre, est un phénomène d'atténuation en télécommunications dans les applications hertziennes, il peut être causé par la réfraction ou la réflexion sur des obstacles [2]. Les zones d'ombre ou « zone blanche », dépendent surtout de la fréquence employée et des conditions de site, plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient des obstacles plus l'atténuation du signal à la réception sera importante, donc c'est un espace dans lequel un service donné n'est pas garanti.

L'effet de masque donne lieu à des évanouissements du signal qualifiés de lents (slow fading) car variant lentement dans le temps et dans l'espace [3].

### 1.2.3. Evanouissements par multi trajets (Multi path)

C'est un phénomène qui se produit lorsqu'un signal radio se propage par plusieurs chemins et est reçu sur une antenne. Les causes de l'atténuation multi path sont la réflexion sur l'ionosphère, réfraction, réflexion et diffraction par les obstacles naturels ou des bâtiments.

#### a) Effets positifs du multi trajet :

En dépit des obstacles rencontrés, (effets de masque) les communications réussissent (contournement des obstacles), les trajets multiples assurent une certaine continuité de la couverture radio.

#### b) Effets négatifs des multi-trajets :

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont :

- La dispersion des retards (delay spread).
- L'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides dans la puissance du signal (Rayleigh fading).
- La modulation aléatoire de fréquences due aux décalages doppler sur les différents trajets.

### 1.2.4. Atténuation due aux arbres

Les arbres ont un effet atténuant important sur le signal radio. Dans les zones urbaines où les arbres sont peu nombreux, leurs effets sont négligeables. L'atténuation due aux arbres varie en fonction de leur hauteur, forme et densité, de la saison, de l'humidité ambiante etc... [3].

### 1.2.5. Atténuation due à l'atmosphère

L'atténuation à travers l'atmosphère est essentiellement due à l'oxygène pour ce qui concerne les fréquences situées entre 60 GHz et 118 GHz, et à la vapeur d'eau pour les fréquences 22 GHz, 138 GHz, 325 GHz [3].

La pluie est l'élément de l'atmosphère ayant l'effet d'atténuation le plus important sur le signal. Ceci est dû à l'absorption de l'énergie par les gouttes d'eau, d'une part, et à la diffusion de l'énergie dans ces gouttes, d'autre part. Contrairement à l'atténuation due à la pluie n'est réellement notable que pendant moins de 1% du temps. Elle est en fonction de la densité de la pluie et de la fréquence d'émission utilisée. Cette atténuation n'est sensible que pour les fréquences supérieures à 1.5 GHz (0.01 dB/Km pour une pluie intense par exemple), ce qui pour des communications par satellite représente une perte importante [3].

### **1.2.6. Interférences et brouillages**

Aux dégradations que le signal subi par les phénomènes de propagations, s'ajoutent des signaux brouillant le signal utile et qui sont induits par des sources d'émissions extérieures. On peut distinguer deux types de signaux brouilleurs, le bruit et les interférences [4].

#### **a) Bruit**

Les sources de bruits peuvent être classées en deux catégories : internes et externes. Les sources de bruit externes regroupent le bruit atmosphérique (les orages), le bruit galactique (le soleil), et le bruit d'origine artificielle qui est provoqué par les activités humaines (moteurs électriques, néon, lignes électriques ...). Parmi les sources de bruits internes, on peut citer les perturbations provoquées par des commutations dans les circuits logiques, les comparateurs, les interrupteurs électriques... [4].

#### **b) Interférences**

Il est préférable d'établir une distinction entre le bruit dû à des perturbations à caractère purement aléatoire et donc imprévisible et les interférences provoquées par le captage accidentel d'autre signaux utiles tels que ceux dus à des couplages entre lignes de transmission voisines [5].

Les interférences qui influent sur les systèmes radio mobiles sont: les interférences inter symboles et les interférences co-canal.

##### **▪ Interférences Inter-Symboles (IIS)**

Pendant l'émission d'un signal, les ondes électromagnétiques qui le composent subissent des réflexions plus ou moins nombreuses en fonction de l'environnement. Un symbole (unité de base du signal) peut donc arriver au terminal mobile par plusieurs chemins. Comme ces chemins sont de longueurs différentes, un même symbole est reçu plusieurs fois à des moments différents. Par conséquent, au même moment, le mobile perçoit plusieurs symboles différents. Il peut être difficile de les distinguer : c'est l'interférence inter-symbole [6].

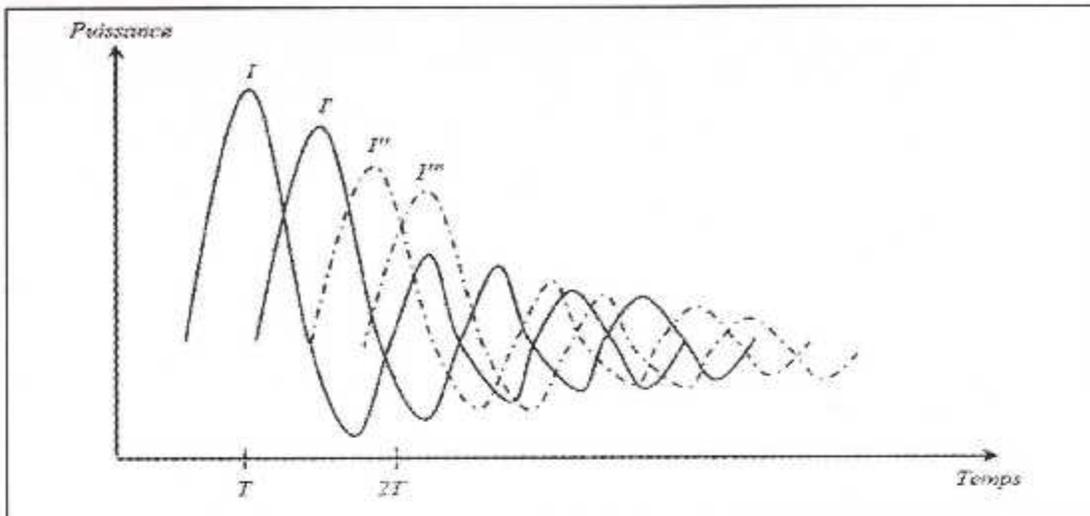


Figure 1.1. Interférences inter symboles ;  $I'$ ,  $I''$ ,  $I'''$  constituent les répliques du signal  $I$ .

- **Interférences Co-Canal (ICC)**

Un autre cas d'interférence a lieu quand plusieurs émissions ont lieu sur la même bande de fréquence. C'est le cas entre deux cellules qui utilisent les mêmes canaux pour leurs communications. Les signaux des deux émissions se mélangent : c'est l'interférence Co-canal [6].

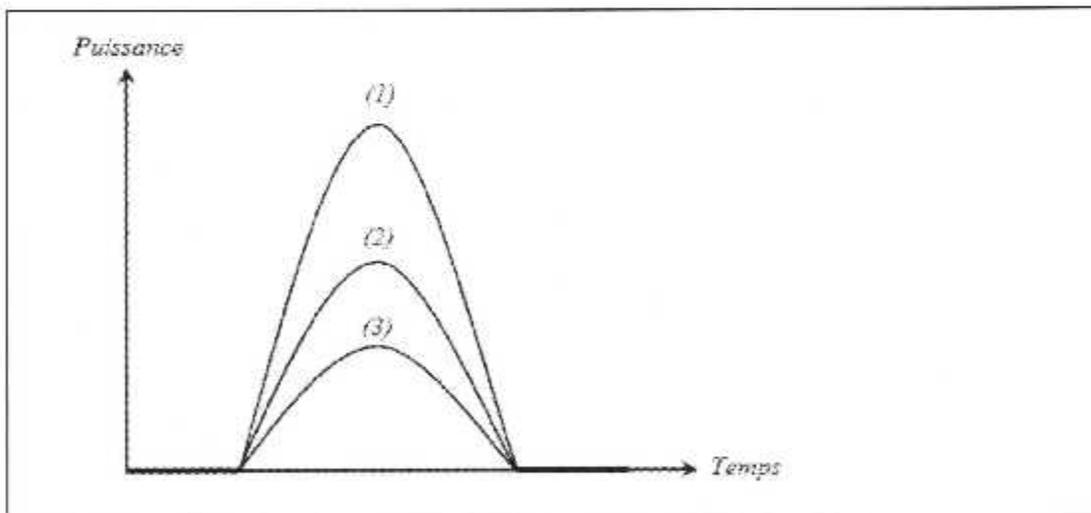


Figure 1.2. Interférences co-canal.

### 1.3. Méthodes d'accès multiples

Dans la conception de tout système de communications mobiles le problème de l'accès multiple, c'est à dire la façon dont on permet à plusieurs utilisateurs de partager un support physique commun, est une tâche importante. La répartition des ressources entre les différents utilisateurs d'un système de communications mobiles peut être réalisée par trois techniques différentes :

- Accès multiples par une répartition de fréquences (Frequency Division Multiple Access, FDMA).
- Accès multiples par une répartition dans le temps (Time Division Multiple Access, TDMA).
- Accès multiples par une répartition des codes (Code Division Multiple Access, CDMA) [7].

La première méthode utilisée par les systèmes analogiques est la répartition en fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access). Par la suite, avec les systèmes numériques, apparaît la répartition dans le temps TDMA (Time Division Multiple Access). La dernière méthode est la répartition par étalement spectral CDMA (Code Division Multiple Access) où un code permet de répartir l'accès à notre interface unique. Bien que ce soit le dernier utilisé pour les applications civiles, il est connu de longue date par les militaires [8].

### 1.3.1. Accès multiples par la répartition de fréquences (FDMA)

C'est la méthode d'accès multiples la plus ancienne [8]. Dans cette technique la bande passante est divisée en sous bandes, chaque sous bande est associée à une fréquence porteuse utilisée par un émetteur. Cet émetteur doit envoyer continuellement sur une fréquence particulière et le canal est l'ensemble des différentes fréquences porteuses venant des différents émetteurs. Le récepteur choisit la porteuse appropriée pour ainsi lire les données qui leur sont destinées [9].

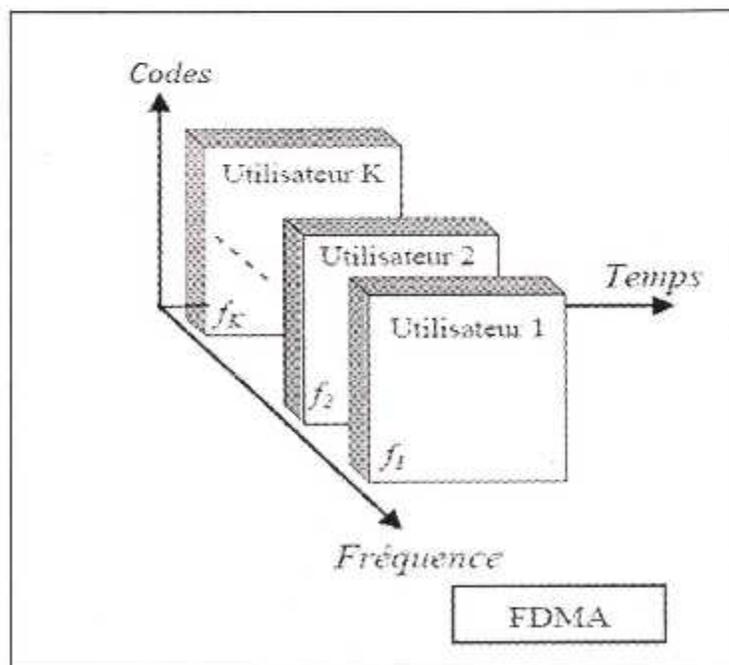


Figure 1.3. L'accès multiple FDMA.

Avantage :

- Faible complexité du terminal mobile : pas d'égalisation ou de tramage complexe et de synchronisation.
- Transmission et synchronisation continue possible [8].

Inconvénients :

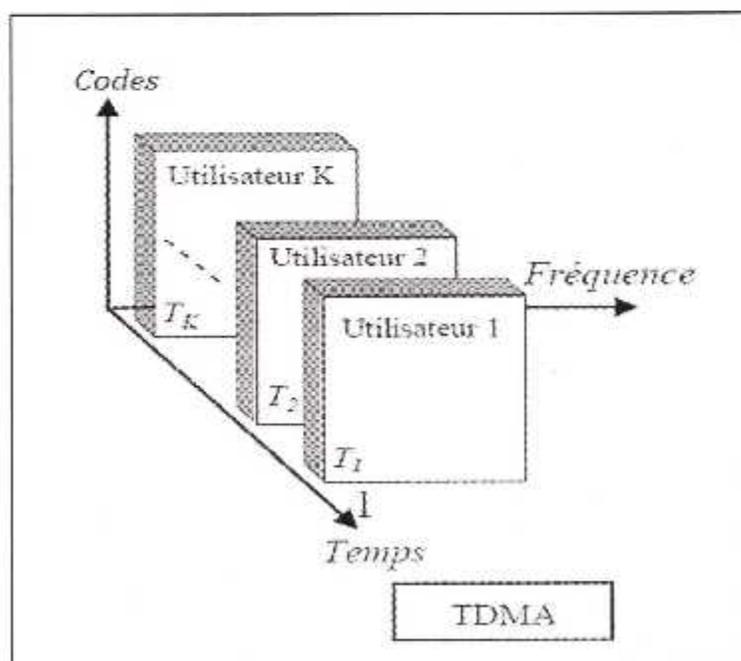
- Coûts des équipements fixes élevés : plus d'équipements au niveau de la station de base (un canal par porteuse).
- Nécessité d'un duplexeur : contre les interférences entre émetteur et récepteur du mobile, ce qui entraîne des coûts supplémentaires [8].

**1.3.2. Accès multiples par la répartition dans le temps (TDMA)**

Dans cette technique, la bande passante est utilisée par tous les utilisateurs mais la division se fait sur l'axe de temps. Chaque utilisateur envoie sur un intervalle de temps et en utilisant toute la bande passante [9].

Les données envoyées par chaque utilisateur sont groupées en rafales pour être envoyés sur des intervalles de temps appelés slots. Le canal se comporte donc comme la succession des slots remplis par des rafales venant des différents utilisateurs. Le canal peut contenir N slots, on appelle trame l'ensemble des N slots du canal [9].

Un système TDMA exige une stricte synchronisation de tous les utilisateurs pour que leurs transmissions n'interfèrent pas [7].



**Figure 1.4.** L'accès multiple TDMA.

Avantages :

- Coûts réduit de la station de base.
- Souplesse de modification sur les débits transmis [8].

Inconvénients :

- Complexité au niveau du mobile : traitement numérique plus complexe.
- Ajout de bits de signalisation et de synchronisation [8].

Ainsi, pour les modes d'accès FDMA ou TDMA, le canal de transmission est décomposé en sous canaux indépendants, chaque sous canal étant alloué à un utilisateur. La principale difficulté consiste donc à allouer les ressources libres (sous bandes ou times slot) aux utilisateurs, ce qui n'est pas le cas du CDMA.

**1.3.3. Accès multiple par la répartition dans les codes (CDMA)**

Le CDMA est une technologie d'étalement du spectre qui est utilisée depuis longtemps par les militaires pour sa résistance à l'interférence et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. C'est une technique qui consiste à redistribuer « étaler » le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre "invisible" idéalement, pour les autres utilisateurs de la même largeur de bande. Au récepteur, l'opération d'étalement exécutée au transmetteur est répétée pour désétaler le signal en bande de base (ou une fréquence intermédiaire) tandis que les autres signaux transmis (interférence) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit [10].

Le CDMA est une méthode d'accès multiple à un médium de communication par répartition de code [10]. C'est-à-dire, chaque utilisateur transmet ses informations sur le canal continûment et en utilisant toute la bande passante. Ceci veut dire qu'il y a interférence entre les différents utilisateurs, mais chaque utilisateur envoie sa propre signature avec ses informations. Cette signature est appelée code et elle est combinée avec les informations utiles avant de tout transmettre. Un récepteur doit pouvoir décoder les informations utiles qui lui sont destinés et les séparer des interférences produites par les autres utilisateurs [9].

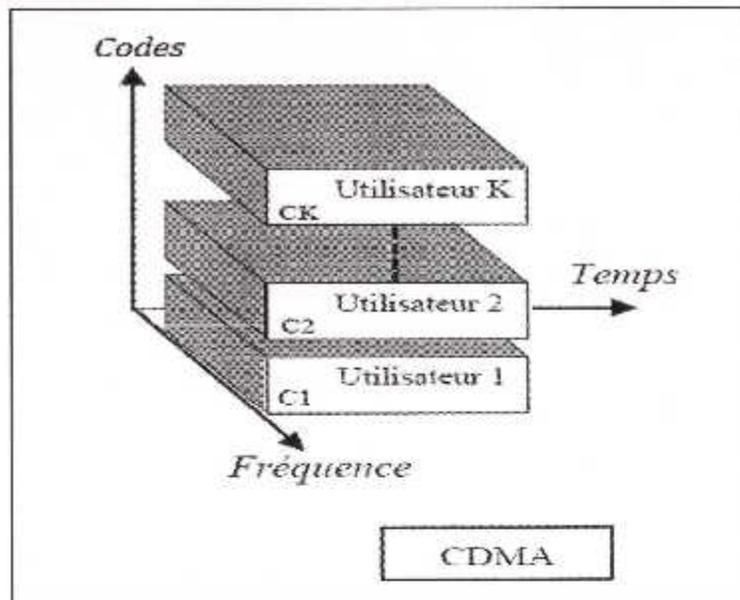


Figure 1.5. L'accès multiple CDMA.

Avantage :

- Le principe CDMA possède beaucoup de points qui peuvent avoir des effets positifs pour la transmission d'information.
- La transmission codée et la faible concentration en information des signaux CDMA étaient particulièrement importantes pour les applications militaires. Un signal transmis peut être « desreading », et les données transmises discrètement. Les signaux utiles sont cachés dans le bruit de fond.
- Le niveau élevé de la stabilité de la transmission d'informations à large bande (contre les effets du bruit de fond à bande étroite) est extrêmement important pour l'utilisation militaire et civile [8].
- 

Inconvénients :

- Nécessité d'une égalisation intensive.
- Nécessité d'un contrôle de la puissance d'émission [8].

**1.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons défini les dégradations du signal dues à la propagation en environnement réel comme les atténuations dues à la distance parcourue, atténuations dues aux effets de masques, évanouissement par trajets multiples...etc. En plus nous avons présenté les trois méthodes d'accès multiples utilisées dans les systèmes radio-mobiles, FDMA, TDMA et CDMA avec ces principaux avantages et inconvénients.

# **Chapitre 2**

## ***Principe de l'étalement de spectre par séquence directe***

### **Sommaire :**

- 2.1. Introduction.
- 2.2. L'étalement de spectre.
- 2.3. Etalement du spectre par séquence directe.
- 2.4. Canaux de transmission.
- 2.5. Synchronisation du code.
- 2.6. Conclusion.

## **2.1. Introduction**

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA, est une technique de multiplexage utilisée dans de nombreux systèmes de communication (les systèmes de la troisième génération 3G). Cette technique permet, par l'étalement de spectre, de mieux résister au brouillage intentionnel et surtout d'obtenir une parfaite protection contre l'interception de la communication par des intrus. C'est pour toutes ces raisons que l'usage initial de cette technique fut très attractif [11].

Dans ce chapitre, nous présentons 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, puis nous introduisons quelques stratégies d'acquisition du code PN.

## **2.2. L'étalement de spectre**

Dès les années 1940, Wiener et Shannon ont développé des théories de traitement du signal dans le but d'utiliser la technique d'étalement de spectre à des fins de cryptage dévolu aux transmissions militaires [12]. C'est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque utilisateur un code, appelé aussi signature. Deux motivations sont à l'origine de cette technique : en premier lieu, résister aux efforts ennemis pour brouiller le signal, puis cacher la communication elle-même [13].

Cette technique est réapparue dans les années 1960. Elle est par exemple utilisée par les systèmes de positionnement par satellites (GPS), les liaisons cryptées militaires, les communications de la navette spatiale avec le sol, et plus récemment dans les liaisons sans fil 3G UMTS (W-CDMA) et le Wifi (IEEE 802.11b) et Bluetooth [13].

### **2.2.1. Principe de l'étalement de spectre**

L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande ». Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation du signal utile [14]. Notamment, il est multiplié par un signal pseudo-aléatoire «Pseudo-Noise, PN » de bande large, appelé le code d'étalement ou la séquence des chips. Il possède une faible densité spectrale de puissance « Dsp » de signal émis vis-à-vis de celle de bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Par ailleurs, le spectre du signal étalé se confond avec le spectre d'un bruit [15], voir les figures 2.1 et 2.2.

Où :  $F_S$  : est la fréquence symbole.

$N_0/2$  : la densité spectrale de puissance du bruit.

$L_C$  : le facteur d'étalement (longueur de la séquence utilisée).

$F_C$  : la fréquence chip (fréquence d'un élément de la séquence d'étalement).

Le spectre du signal informatif en bande de base de largeur  $F_S$  est ainsi élargi au spectre du signal étalé de largeur  $F_C = L_C \cdot F_S$  [3].

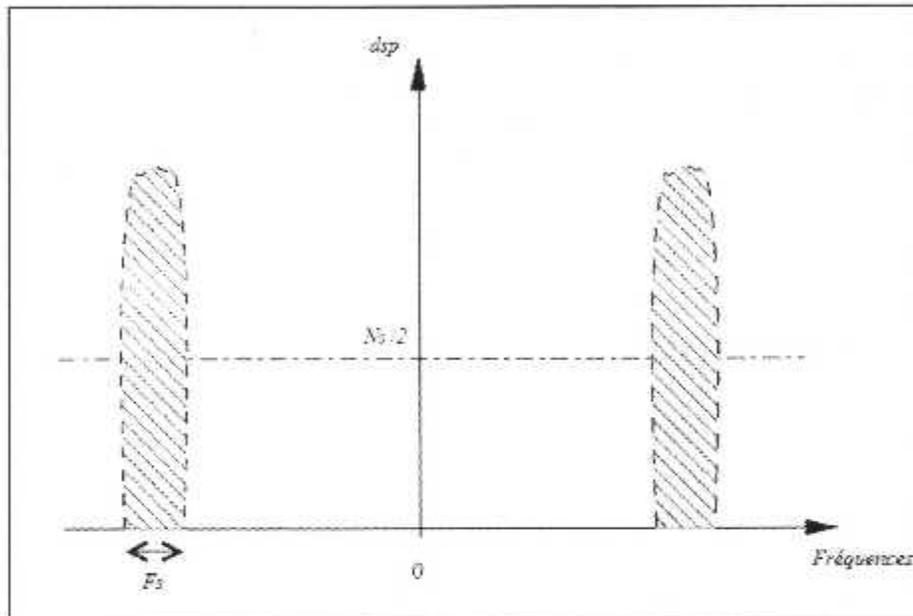


Figure 2.1. Transmission numérique classique : aspect spectral.

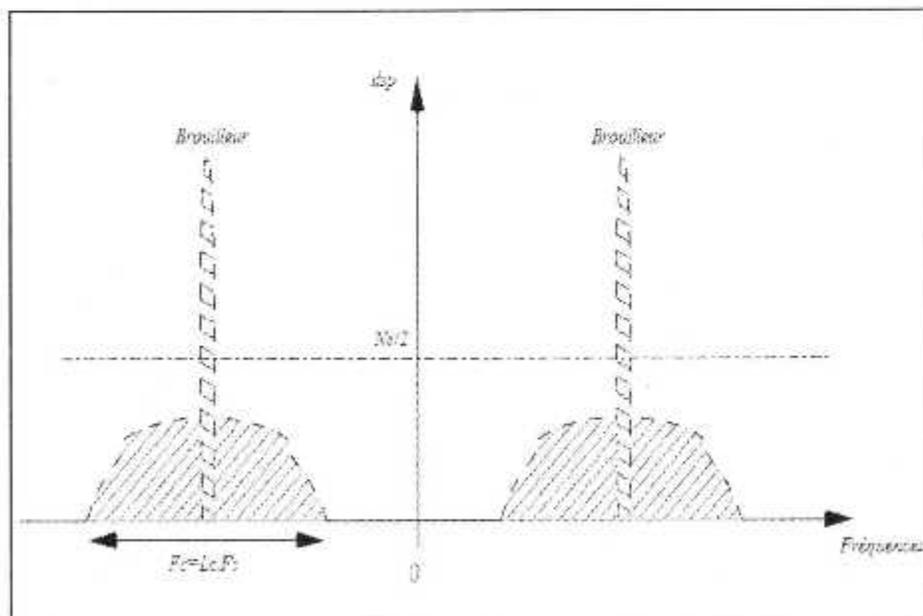


Figure 2.2. Transmission numérique à spectre étalé : aspect spectral.

Il existe deux principales techniques de modulation par étalement de spectre sont : la séquence directe DS-SS « direct Sequence Spread Spectrum » et le saut de fréquence FH-SS « Frequency Hopping Spread Spectrum ». Dans le cas de la séquence directe, l'énergie du signal est répartie sur toute la bande de fréquence disponible, alors que pour le saut de fréquence, la bande de fréquence disponible est divisée en un grand nombre de sous-canaux. La fréquence porteuse se déplace alors d'un sous-canal à l'autre par des sauts discrets pseudo-aléatoires [16].

Notons que la DS-SS est de loin la technique la plus populaire dans toutes les applications de communication de CDMA. Dans ce cas, on parle de transmission DS-CDMA, c'est la technique dominante dans presque tous les systèmes de 3G, comme le montre le tableau 2.1. Il y a plusieurs raisons à sa popularité. D'abord, c'est la forme la plus simple de la technique CDMA et peut être mise en application relativement à un coût bas comparée à d'autres techniques, telles que FH-CDMA [14].

<i>Standard</i>	<i>Bande de fréquences (MHz)</i>	<i>Débit (bps)</i>	<i>Technique d'accès</i>	<i>Facteur d'étalement</i>
<i>IS-95</i>	824-849 869-894	1.2288M	<i>DS-CDMA</i>	256
<i>Bluetooth</i>	2400-2483.5	1M	<i>FH-CDMA</i>	79
<i>UMTS</i>	1900-2025 2110-2200	3.84M	<i>DS-CDMA</i>	4, 8, ..., 256
<i>CDMA2000</i>	824-849 869-894	1.22883M 3.686M	<i>DS-CDMA</i>	4, 8, ..., 128 4, 8, ... 256
<i>WLAN</i>	2400-2484	11M	<i>DS-CDMA</i>	13
<i>ZIGBEE</i>	868-868.6 902-928 2400-2483.5	20K 40K 250K	<i>DS-CDMA</i>	1 10 16

**Tableau 2.1.** Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.

Les modulations les plus couramment employées pour les transmissions DS-SS sont les modulations de phase BPSK « Binary Phase Shift Keying » et QPSK « Quadrature Phase Shift keying » [3].

### 2.2.2. Pourquoi l'étalement de spectre ?

Pour comprendre pourquoi l'étalement de spectre a eu tant de succès, il faut relire les travaux de Claude Shannon, qui a le premier formalisé ce concept. Commencant par la célèbre expression qui détermine la capacité d'un canal [14]:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

Où:  $C$  : la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bit/s), « c'est le taux de transfert maximum pour un taux d'erreur binaire (Bit Error Rate, BER) nul, à condition qu'un procédé de codage adéquat puisse être trouvé ».

$B$  : la largeur de bande du signal transmis en hertz (Hz).

$S$  : la puissance du signal en watt (W).

$N$  : la puissance du bruit en watt (W).

$\text{Log}_2$  : la fonction logarithme en base 2 [14].

On peut donc augmenter la capacité maximale en agissant sur la largeur de bande de façon linéaire et/ou en agissant sur le rapport signal /bruit de façon logarithmique [12].

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information  $C$  donnée, il est possible d'utiliser soit une bande  $B$  étroite et un fort rapport  $S/N$ , soit une large bande  $B$  et un faible rapport  $S/N$ . L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande largement supérieur à celle du signal utile, ce qui permet de réduire sa densité spectrale de puissance et de rendre la communication relativement discrète [15].

Dans le cas du CDMA, le bruit est constitué principalement par les autres utilisateurs dont on cherchera à augmenter le nombre. Il en résulte qu'en règle générale un système CDMA opère sur des rapports signal/bruit faibles, voire très faibles [3].

Par changement de base des logarithmes (base 2 vers base  $e$ ), l'équation (2.1) devient :

$$\frac{C}{B} = \frac{1}{\ln(2)} \ln \left( 1 + \frac{S}{N} \right) = 1.443 \ln \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.2)$$

On peut simplifier et linéariser l'équation (2.2), si la puissance du signal est inférieur à la puissance du bruit «  $S < N$  », en appliquant le développement en série de MacLaurin de  $\ln(1+X)$  :

$$\frac{C}{B} = 1.443 \left[ \frac{S}{N} - \frac{1}{2} \left( \frac{S}{N} \right)^2 + \frac{1}{3} \left( \frac{S}{N} \right)^3 - \dots \right] \quad (2.3)$$

Pour un  $\frac{S}{N} \ll 1$ , l'équation (2.3) devient alors :

$$\frac{C}{B} \approx 1.443 \left( \frac{S}{N} \right) \quad (2.4)$$

Et par approximation on obtient :

$$\frac{C}{B} \approx \frac{S}{N} \quad (2.5)$$

Le rapport capacité/bande passante est approximativement linéaire avec le rapport signal/bruit.

La bande étalée permet donc la transmission de signaux perturbés par d'autres signaux considérés alors comme du bruit, c'est-à-dire la transmission de signaux sur le même support. Le nombre de canaux utilisés à un instant donné pourra varier de façon souple puisque l'augmentation du nombre d'utilisateurs se traduira simplement par une augmentation, pour tous, du taux d'erreur [3].

### 2.3. Etalement du spectre par séquence directe

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe [17].

Elle consiste à multiplier chaque symbole d'information par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire (code d'étalement PN) entière. Le code PN va ainsi diviser le code à transmettre en sous intervalle dénommés « Chip » de période bien plus petite que celui du symbole à transmettre (la période du symbole à transmettre étant le temps symbole) [18].

En notant  $T_S$  la durée d'un symbole,  $T_C$  celle d'un chip du code d'étalement et  $L_C$  la longueur de la séquence PN, tel que  $T_S = L_C \cdot T_C$ .

Les trois principales fonctions à transmettre en œuvre pour cette technique DS-SS sont : la génération des codes d'étalement (PN-Code), la corrélation à l'émission qui permet d'étaler la donnée à transmettre et la décorrélation à la réception qui permet de restituer le message d'information, voir les figures 2.3 et 2.4 [19].

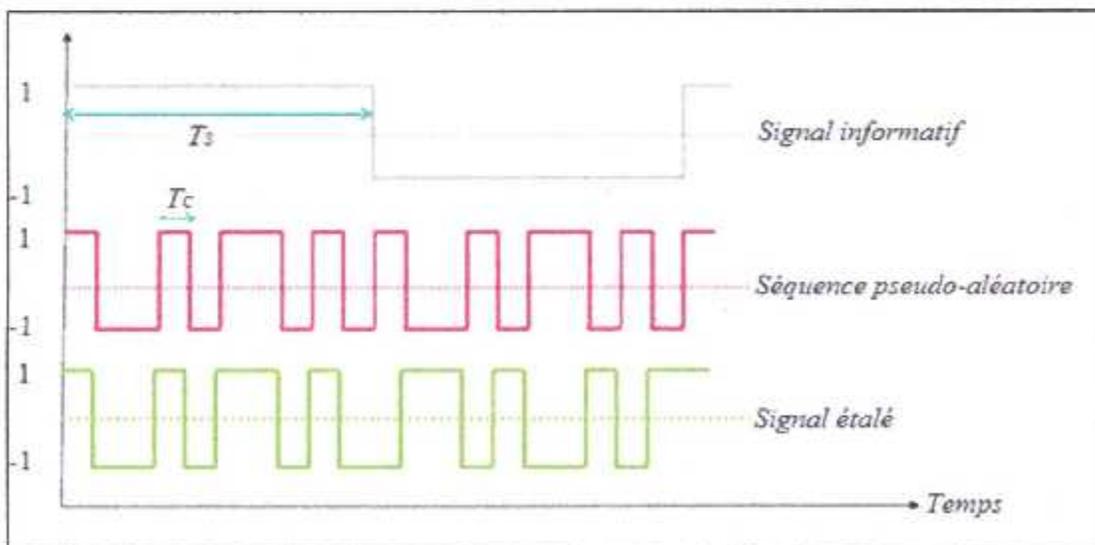


Figure 2.3. Etalement du signal.



Figure 2.4. Désétalement du signal.

Sur les figures 2.3 et 2.4, la durée de la séquence est égale à la période symbole. Cependant, il existe des systèmes de transmission où la durée totale de la séquence pseudo-aléatoire est plus grande que la période symbole. Toutefois, nous nous limitons aux cas où la durée de la séquence pseudo-aléatoire est égale à la période symbole. Dans le cas où les symboles et les séquences sont bipolaires ( $\in \{-1, +1\}$ ), étalement le signal informatif par séquence directe revient à remplacer chaque symbole par la séquence pseudo-aléatoire ou son opposé selon le signe du symbole à transmettre [11].

### 2.3.1. Modélisation du signal au niveau de l'émetteur

La figure 2.5 illustre la structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.

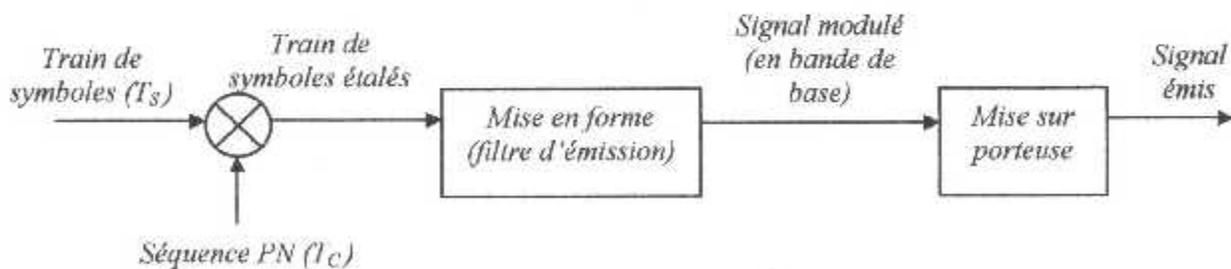


Figure 2.5. Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.

Pour une meilleure compréhension, nous supposons que  $N_U = 1$  (un seul utilisateur). Dans notre système DS-CDMA, nous utilisons la modulation de phase (BPSK) avec des séquences de codes PN bipolaires prenant des valeurs de l'ensemble  $\{\pm 1\}$  pour l'étalement spectral [3]. Le signal transmis est alors donné par :

$$s(t) = \sqrt{2P_0} c(t)b(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.6)$$

Où :  $P_0$  : est la puissance moyenne.

$b(t)$  : le signal de données.

$c(t)$  : le signal de la séquence PN.

$\omega_c$  : la porteuse.

$\theta$  : la phase initial du signal.

Nous pouvons exprimer  $c(t)$  et  $b(t)$  de la manière suivante :

$$c(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c^i P_{T_C}(t - iT_C) \quad (2.7)$$

$$b(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b^i P_{T_S}(t - iT_S) \quad (2.8)$$

Où :  $c^{(i)}$  et  $b^{(i)}$  prennent des valeurs de l'ensemble  $\{-1, +1\}$ .  $P_{T_C}(t)$  et  $P_{T_S}$  sont des impulsions rectangulaires d'amplitude 1 et de durée  $T_C$  et  $T_S$ , respectivement.

### 2.3.2. Les codes d'étalement et d'accès multiples

Dans les systèmes CDMA, afin de restituer correctement les informations numériques relatives à chaque utilisateur, il est important que les signaux des différents usagers soient le plus décorrélés possible les uns des autres. Pour cela, il est nécessaire de choisir judicieusement les codes d'étalement qui seront attribués aux différents utilisateurs en fonction des caractéristiques de la communication. Ainsi, en présence d'une communication synchrone<sup>1</sup> sur un canal non sélectif, les performances optimales peuvent être obtenues par l'utilisation de codes orthogonaux<sup>2</sup>, tels que les codes de Walsh-Hadamard. En revanche, en présence d'un canal sélectif, l'utilisation d'autres familles de codes permet de se rapprocher des performances optimales. Parmi ces familles de codes, on peut notamment citer les codes de Gold, les codes de Kasami, les codes de Zadoff-Chu, etc [15].

### 2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement pseudo-aléatoire PN

Le choix des codes d'étalement est une étape très importante durant l'élaboration d'une chaîne de transmission CDMA et dépend principalement des propriétés de corrélation des codes utilisés [15] (plus précisément de l'inter-corrélation et de l'auto-corrélation). Ces codes doivent être orthogonaux dans le cas idéal. Si nous avons cette propriété (pour l'inter-corrélation et l'auto-corrélation de codes), nous allons d'une part réduire les effets de la propagation par trajets multiples et l'interférence entre symboles « Inter-Symbol Interference, ISI », et d'autre part, déterminer l'interférence entre les utilisateurs, ou interférence d'accès multiple « Multiple Access Interference, MAI » [20].

<sup>1</sup> Communication synchrone : les messages des utilisateurs sont émis dans le canal sans retard relatif [3].

<sup>2</sup> Le terme d'orthogonalité, lorsqu'il est appliqué aux codes, définit une décorrélation parfaite entre deux codes non décalés [15].

La forme la plus utile de code PN est la m-séquence « les séquences binaires à longueur maximale, Maximal Length Sequences,MLS » parce que ces séquences peuvent être générées facilement dans des registres à décalage comportant R bascules, en série. La forme générale d'un tel registre est montrée dans la figure 2.6.

Impulsions d'horloge

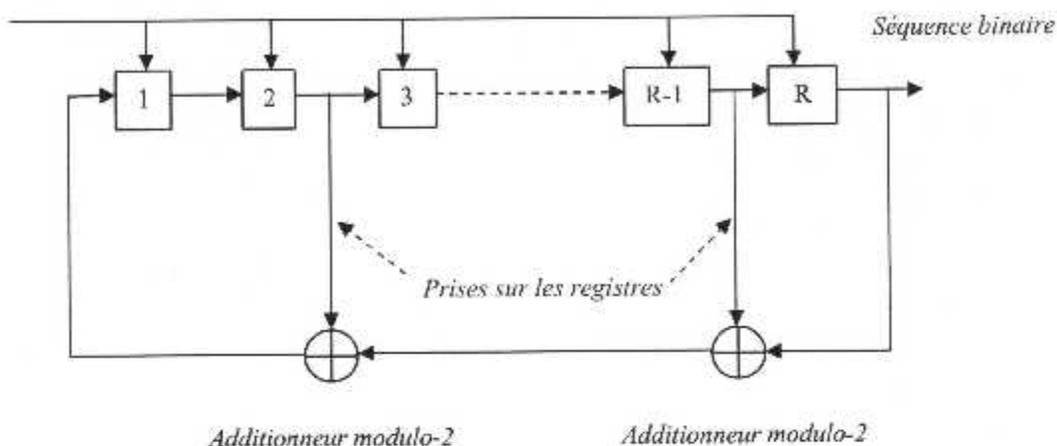


Figure 2.6. Génération de séquences par registres à décalage.

Une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

Ce registre, dont le nom complet est « registre linéaire à décalage avec contre-réaction » (Linear Feedback Shift Register, LFSR), est dit périodique, car quelles que soient les valeurs initiales, on retrouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de périodes d'horloge.

Concernant le choix des prises sur le registre, la littérature fournit des tables avec des connexions à réaliser entre les éléments du circuit pour différentes valeurs de R. Une telle table est montrée au tableau 2.2.

R	Prises
3	[3 ,1]
4	[4,1]
5	[5,2] [5,4,3,2] [5,4,2,1]
6	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]
7	[7,1][7,3][7,3,2,1][7,4,3,2][7,6,4,2][7,6,3,1][7,6,5,2][7,6,5,4,2,1][7,5,4,3,2,1]
8	[8,4,3,2][8,6,5,3][8,6,5,2][8,5,3,1][8,6,5,1][8,7,6,1][8,7,6,5,2,1][8,6,4,3,2,1]

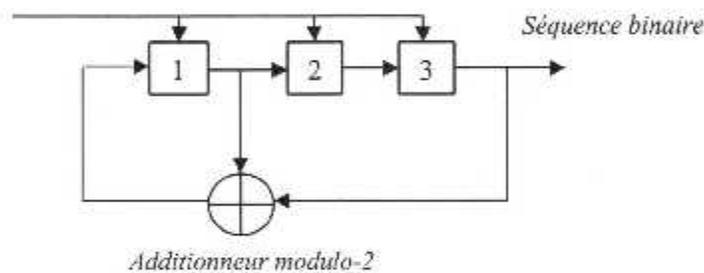
Tableau 2.2. Choix des prises sur le registre.

Les séquences binaires à longueur maximale possèdent les propriétés principales suivantes :

- La combinaison [0 0 0 ...0] est interdite car elle constitue une combinaison de blocage [3].
- Une m-séquence est périodique de période  $L_C = 2^R - 1$ .
- Elles sont équilibrées (balanced), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que de 0 dans une période complète  $L_C$ . C'est-à-dire  $(L_C+1)/2$  uns « 1 » et  $(L_C-1)/2$  zéros « 0 » [21].
- La somme modulo-2 d'une séquence maximale  $\{C_n\}$  en binaire simple terme à terme avec cette même séquence décalée dans le temps par moins de  $L_C$  cycles d'horloge donne la séquence maximale  $\{C_n\}$  décalée dans le temps par rapport aux deux séquences de départ [21].

**Exemple :** Considérons le générateur de la séquence de longueur maximale ( $R=3$ , prises sur les bascules 1 et 3) de la figure 2.7.

*Impulsions d'horloge*



**Figure 2.7.** Générateur de la séquence de longueur maximale.

En supposant un état initial 111, les tableaux 2.3 et 2.4 montrent respectivement l'évolution du registre et la propriété du retard pour une période de la séquence de longueur maximale ( $L_C = 2^3 - 1 = 7$ ).

<i>Registre</i>			<i>Bit de sortie</i>
1	2	3	
1	1	1	1
0	1	1	1
1	0	1	1
0	1	0	1
0	0	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0
1	1	1	0

**Tableau 2.3.** Evolution du registre de la figure 2.7.

<i>C<sub>n</sub></i>	1	1	1	0	1	0	0
<i>C<sub>n+4</sub></i>	1	0	0	1	1	1	0
<i>Somme mod 2 (C<sub>n</sub> et C<sub>n+4</sub>)</i>	0	1	1	1	0	1	0

**Tableau 2.4.** Propriété du retard de la séquence du code à longueur maximale.

- En comparant terme à terme une séquence à longueur maximale avec n'importe quelle permutation circulaire de celle-ci, on obtient une distance de Hamming égale à  $2^{R-1}$ , en d'autres termes, le nombre de bits (chip) coïncidant deux à deux est inférieur d'une unité de ceux qui diffèrent (Dans l'exemple précédent, la distance de Hamming  $= 2^{3-1} = 4$ ) [3].
- La distribution statistique des 1 et des 0 dans une période d'une séquence maximale est bien définie et toujours la même. Ainsi, il existe exactement  $2^{R-(p-2)}$  suites de longueur p,  $p \leq R$ , composées uniquement de 0 ou de 1 pour chaque période d'une séquence maximale, sauf qu'il n'y a qu'une suite de 1 de longueur R et qu'une suite de 0 de longueur R-1. Également, il n'y a pas de suite de 0 de longueur R ou de suite de 1 de longueur R-1. La position de ces différentes suites varie d'une séquence maximale à l'autre, mais le nombre de chacune de ces suites d'une longueur particulière est toujours le même pour toutes les séquences maximales de même période  $L_C$ . Le tableau 2.5 illustre cette distribution pour  $R=5$ , ( $L_C = 2^5 - 1 = 31$ ) [21].

<i>Longueur de la série</i>	<i>Série de bit</i>		<i>Nombre total de bits</i>
	<b>1</b>	<b>0</b>	
5	1	0	5
4	0	1	4
3	1	1	6
2	2	2	8
1	4	4	8
			31

**Tableau 2.5.** La distribution de bits 0 et 1 dans une séquence du code pour  $R=5$ .

- La propriété la plus importante des séquences du code  $c(t)$  est leur fonction d'auto-corrélation périodique:

$$R_{CC}(\tau) = \frac{1}{L_C T_C} \int_{L_C T_C} c(t)c(t-\tau)dt \tag{2.9}$$

Où  $0 \leq \tau < L_C T_C$  est le décalage entre les deux séquences, qui est le meilleur possible pour une séquence binaire de période  $L_C T_C$ .

C'est-à-dire  $R_{CC}(0)=1$  et  $R_{CC}(\tau)=-1/L_C$  pour  $T_C \leq \tau < L_C T_C$ , ce qui correspond aux valeurs minimales [3].

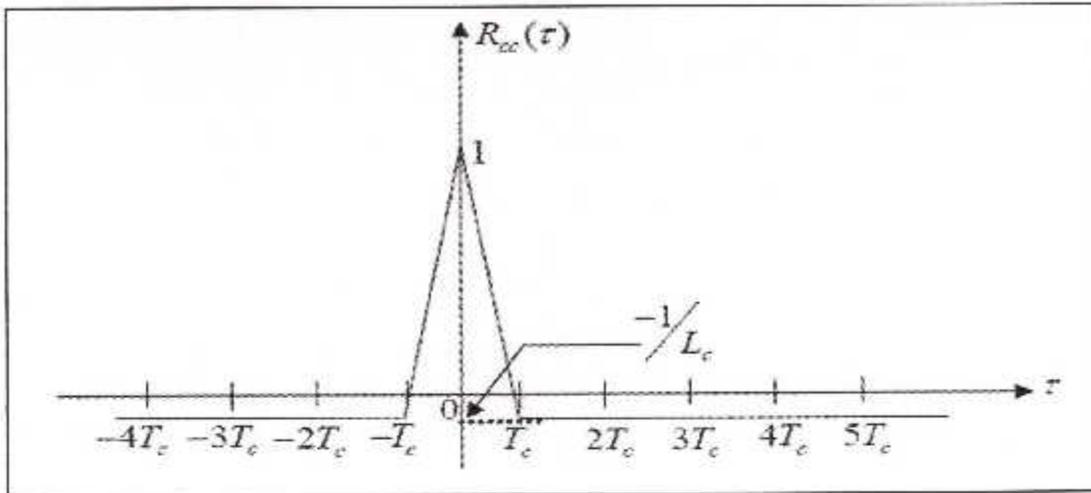


Figure 2.8. La fonction d'auto-corrélation du code.

- L'inter-corrélation des séquences à longueur maximale (sur un nombre de chips égal à la période  $L_c$ ) peut être élevée comparée au pic d'auto-corrélation.

Par exemple, pour  $R=5$  ( $L_c=31$ ), le pic d'auto-corrélation est égal à 31 et l'inter-corrélation entre deux séquences distinctes peut atteindre la valeur maximale de 11 (ici l'auto ou l'inter-corrélation sont calculées en comptant +1 pour les chips identiques et -1 pour les chips différentes entre les deux séquences) [3].

**Exemple :**

$R=5, L_c=31, [5,2]$

1111100110100100001010111011000

$R=5, L_c=31, [5,3]$

1011101010000100101100111110001

Résultat de l'inter-corrélation = +11

Valeurs de l'inter-corrélation pour tous les retards possibles entre les deux séquences :

3 7 3 -9 3 7 -9 7 7 11 -1 -1 3 -1 -5 3 -9 -1 -5 -5 3 3 3 -9 7 -1 3 -5  
-9 -5 3

Parmi une famille de séquences de longueur  $L_c$ , il est possible de trouver des couples de séquences qui ont une faible inter-corrélation. Ces couples sont appelés « paires préférées ». Il existe aussi d'autres types de séquences permettent d'éviter ce problème d'inter-corrélation élevée (les codes de Gold par exemple) [3].

### 2.3.4. Désétalement en réception

En réception, l'opération de désétalement est réalisée de la même manière que dans l'émetteur. Le récepteur démodule le signal et joint à l'information résultante le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur. Le désétalement reproduit l'information d'abonné initiale. Il est essentiel pour cette opération que le code d'étalement dans le récepteur soit exactement synchronisé en temps avec le code de l'émetteur. Un décalage de juste un « chip » empêche la régénération de l'information [22].

La figure 2.9 illustre la structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

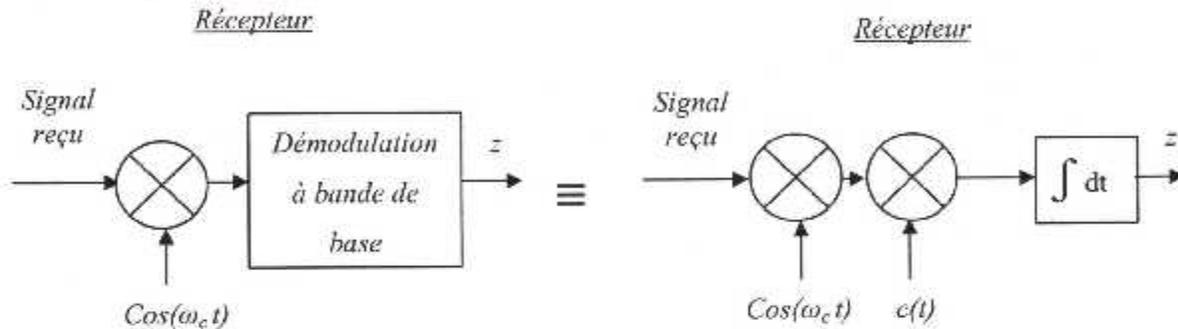


Figure 2.9. Structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

L'expression du signal reçu au niveau de récepteur est donnée par la relation (2.10)

$$r(t) = \sqrt{2P_0} c(t - \tau) b(t - \tau) \cos(\omega_c t + \theta) + n(t) \quad (2.10)$$

Où :  $n(t)$  : est un AWGN (Additive White Gaussian Noise) de moyenne nulle avec une densité spectrale de puissance  $N_0/2$ .

$\tau$  : est le délai relatif entre le signal reçu et le début de la séquence de désétalement au niveau du récepteur.

Le délai  $\tau$  et le déphasage initial  $\theta$  sont modélisés comme étant des variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur  $[0, T_s]$  et  $[0, 2\pi]$  respectivement.

Le récepteur utilisé est un filtre adapté. La sortie du récepteur est donc :

$$Z = \int_0^{T_s} r(t) c(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (2.11)$$

Où :  $c(t)$  est la séquence du code local PN au niveau du récepteur.

En remplaçant (2.10) dans (2.11) on obtient :

$$Z = \int_0^{T_s} [\sqrt{2P_0} c(t-\tau)b(t-\tau) \cos(\omega_c t + \theta) + n(t)] c(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (2.12)$$

Et par conséquent :

$$Z = \sqrt{2P_0} \left[ \int_0^{T_s} c(t-\tau)b(t-\tau) \cos(\omega_c t + \theta) c(t) \cos(\omega_c t) dt \right] + \int_0^{T_s} n(t)c(t) \cos \omega_c t dt \quad (2.13)$$

Si nous supposons que le récepteur est parfaitement synchronisé avec le signal désiré (c'est-à-dire ;  $\theta=0$  et  $\tau=0$ ), nous obtenons alors :

$$\eta = \int_0^{T_s} n(t)c(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (2.14)$$

$$S = \sqrt{2P_0} \left[ \int_0^{T_s} [c(t)]^2 b(t) [\cos(\omega_c t)]^2 dt \right]$$

$$S = \sqrt{\frac{P_0}{2}} \left[ \int_0^{T_s} [c(t)]^2 b(t) dt \right] = \sqrt{\frac{P_0}{2}} b^{(0)} T_s \quad (2.15)$$

Où  $b^{(0)}$  est le bit reçu.

## 2.4. Canaux de transmission

Il existe divers modèles de canaux sur lesquels on peut envoyer une information. Les modèles les plus utilisés dans les communications sans fil sont donnés dans la suite.

### 2.4.1. Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont d'éléments de l'ensemble  $\{0,1\}$ . 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, voir la figure 2.10 [23].

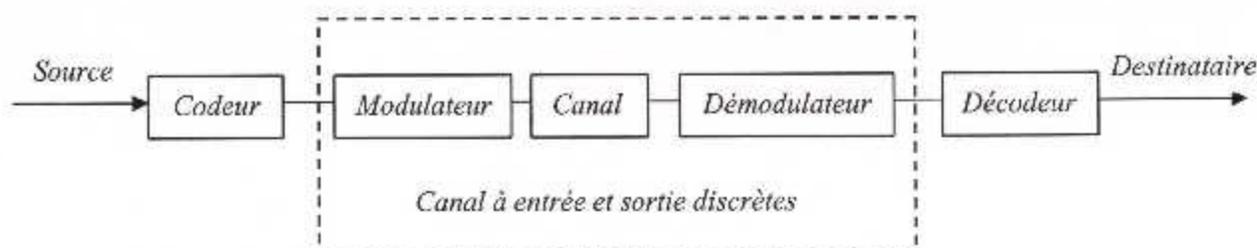


Figure 2.10. Description d'un canal binaire symétrique.

On note respectivement  $a_k$  et  $b_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ , alors :

$$\Pr(y_k = 0|a_k = 1) = \Pr(y_k = 1|a_k = 0) = P \quad (2.16)$$

$$\Pr(y_k = 1|a_k = 1) = \Pr(y_k = 0|a_k = 0) = 1 - P \quad (2.17)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure 2.11. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépend que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

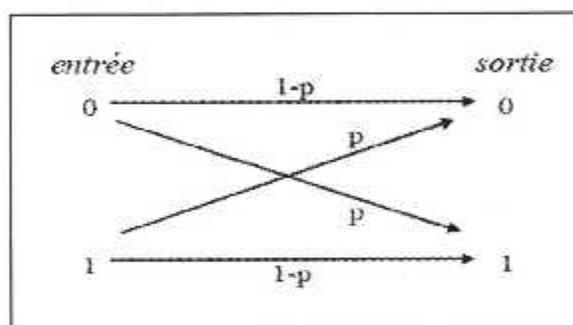


Figure 2.11. Diagramme du canal binaire symétrique.

#### 2.4.2. Canal à bruit blanc additif Gaussien

Le modèle le plus simple et le plus classique est le canal à bruit blanc additif Gaussien (canal BBAG) dont le bruit est principalement d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et d'origine externe (bruit d'antenne...). Le signal reçu  $r(t)$  est la résultante du signal original  $s(t)$  avec l'ajout de bruits  $n(t)$  «  $r(t)=s(t)+n(t)$  ». Si on excepte ce bruit, le signal émis ne subit aucune modification : nous dirons que le canal est sans distorsion. Le bruit additif est indépendant du signal [24]. Il est modélisé par un processus aléatoire stationnaire, blanc, gaussien et centré, voir l'équation (2.18). Sa densité spectrale bilatérale de puissance est constante «  $\Phi_{nn}=N_0/2$  ».

$$f(r|s) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.18)$$

Où  $\sigma_n^2$  représente la variance du bruit.

### 2.4.3. Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets.

L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. Très souvent, une limite au taux d'erreur binaire de  $10^{-3}$  est utilisée pour des applications de parole. Dans le cas des communications de données, un BER de  $10^{-6}$  est nécessaire bien que souvent difficile à atteindre [3].

En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

**a) L'étalement temporel :** Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (voir la figure 2.12). L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (delay spread), noté  $T_m$  et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal [3].

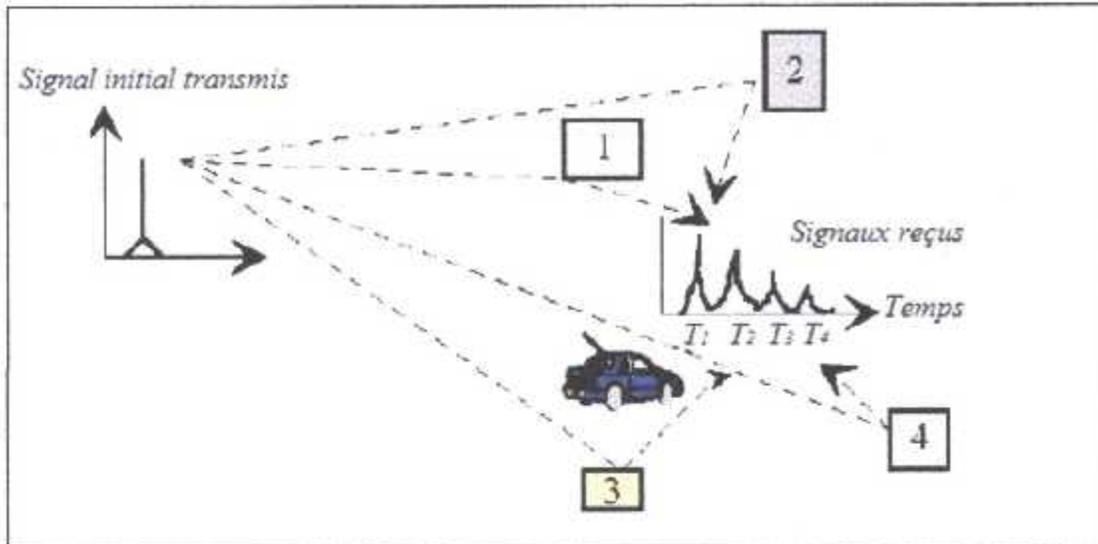


Figure 2.12. Etalement temporel.

$$\text{Delay spread } (T_m) = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{c}$$

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules... etc). Il s'étend de quelques dizaines de nanosecondes (dans un environnement intérieur ou Indoor) à quelques microsecondes (dans un environnement extérieur ou Outdoor). Le tableau suivant donne la comparaison des delay spread pour différents environnements [3].

Type d'environnement	Delay spread en $\mu s$
Espace libre	<0.2
Zone rurale	1
Zone montagneuse	30
Zone suburbaine	0.5
Zone urbaine	3
Indoor	0.01

Tableau 2.6. Comparaison des delay spread pour différents environnements.

L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux large bande des canaux à bande étroite. Si le delay spread maximal  $T_m$  du canal est supérieur ou égal à  $T_s$ , le canal est dit à « large bande ». Si  $T_m$  est très inférieur à  $T_s$ , le canal est dit à « bande étroite ».

La bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non négligeables. En

général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel :  $B_C \sim 1/T_m$ .

$B_S$  étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que  $B_S \ll B_C$ , toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « non sélectif en fréquence » (frequency non selective ou flat fading). Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence » (frequency selective), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (ISI), on essaye en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [3].

**b) Décalage en fréquence (Effet Doppler) :** Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler, proportionnel à cette vitesse et à la fréquence porteuse. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal [3].

On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel  $B_m$  correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérente aux multiples trajets. On représente par  $T_{coh}$  le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement,  $T_{coh}$  est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel :

$$T_{coh} \sim 1/B_m.$$

Si on note  $T_S$  la période symbole, il est clair que pour éviter la sélectivité en temps, il faut respecter la contrainte  $T_S \ll T_{coh}$ .

Pour garantir la non sélectivité à la fois en fréquence et en temps, il faut en résumé respecter les conditions:

$$T_m \ll T_S \ll T_{coh} \quad (2.19)$$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis [3].

**c) Canal à trajets multiples :** nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c'est-à-dire la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant  $L_T$  trajets multiples s'exprime alors par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_T-1} a_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (2.20)$$

Où le bruit complexe est représenté par  $n(t)$ , et  $a_i$  et  $\tau_i$  caractérisent, respectivement, l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre  $L_T$  de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale justifie la possibilité de les grouper en  $L_p$  paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante  $\alpha_\ell$  pour un retard moyen  $\tau_\ell$ , donnant au signal reçu l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell s(t - \tau_\ell) + n(t) \quad (2.21)$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne :

$$r_K = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell s_{K-\tau_\ell} + n_K \quad (2.22)$$

Alors que la phase de  $\alpha_\ell$  est une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0, 2\pi]$ , la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation. Si le modèle considère qu'il n'y a pas de trajet direct, le module de  $\alpha_\ell$  suit une loi de Rayleigh avec une variance  $\sigma_{\alpha_\ell}^2$  et sa densité de probabilité est de la forme :

$$f(\alpha_\ell) = \frac{1}{\sigma_{\alpha_\ell}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_\ell^2}{2\sigma_{\alpha_\ell}^2}\right) \quad (2.23)$$

C'est le modèle le plus couramment utilisé pour les communications radio mobiles. En revanche, si l'environnement permet un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, cas typique des communications par satellite, le signal résultant est la somme du signal issu du trajet direct et des signaux issus des trajets réfléchis. Ce modèle suit une loi de distribution de Rice:

$$f(\alpha_\ell) = \frac{\alpha_\ell}{\sigma_{\alpha_\ell}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_\ell^2 + \zeta^2}{2\sigma_{\alpha_\ell}^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha_\ell \zeta}{\sigma_{\alpha_\ell}^2}\right) \quad (2.24)$$

Où  $\zeta$  est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et  $I_0(x)$  représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 [3].

## 2.5. Synchronisation du code

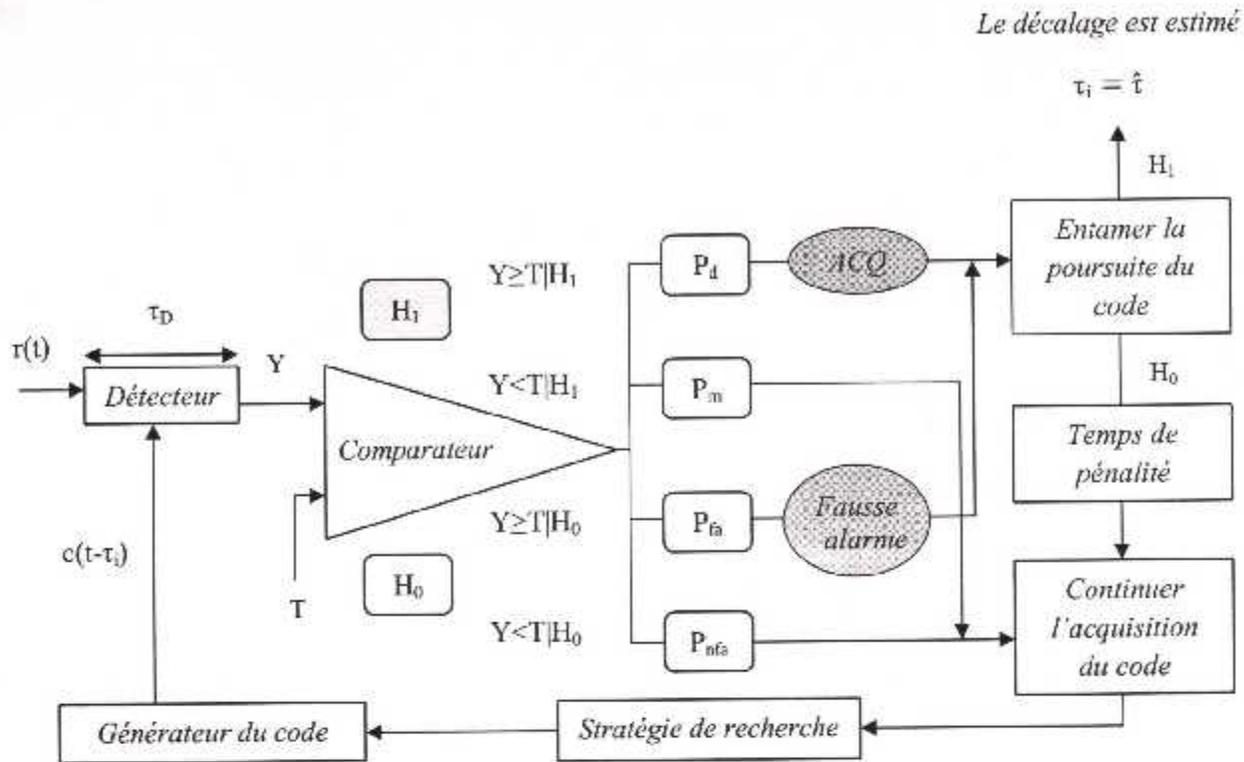
Afin de désétalement le signal en spectre étalé, il est nécessaire de générer une réplique du code reçu (code local) dans le récepteur. Cette opération est appelée synchronisation du code.

Habituellement la synchronisation du code est résolue avec une approche en deux étapes :

- L'acquisition (synchronisation grossière) qui synchronise le code transmis et le code généré localement avec un certain degré de précision.
- La poursuite du code qui affine et maintient la synchronisation fine entre code local et code reçu [25].

### 2.5.1. L'acquisition (Synchronisation grossière)

L'acquisition est le processus par lequel le signal reçu est aligné grossièrement avec le code PN local habituellement à plus ou moins une fraction de chip près [17]. Dans le récepteur, le générateur local génère un code d'étalement qui est une version décalée dans le temps de la séquence utilisée par l'émetteur (un détecteur est employé pour réaliser cette opération) [25]. Chaque position relative entre les codes (de l'émetteur et du récepteur) est appelée «cellule». Le nombre total des cellules nécessaire pour vérifier l'acquisition est appelé «la région d'incertitude». Cette région est exploitée par une procédure connue sous le nom d'une stratégie de recherche (voir la figure 2.13). La position dans laquelle les codes sont en phase (synchronisés) est appelée «cellule  $H_1$ » et la position pour laquelle les codes sont non synchronisés est appelée «cellule  $H_0$ » [3].



$H_1$  : les codes sont synchronisés.

$P_d$  : la probabilité de détection.

$P_{fa}$  : la probabilité de fausse alarme.

$\tau_D$  : le temps d'observation.

$H_0$  : les codes sont non synchronisés.

$P_m$  : la probabilité de non détection.

$P_{nfa}$  : la probabilité de non fausse alarme.

$T$  : le seuil.

Figure 2.13. Principe de l'acquisition du code.

Comme le montre la figure 2.13, l'acquisition du code est un processus en boucle fermée commandé par le bloc de la stratégie de recherche. Dans ce processus, la cellule associée à chaque position relative, entre les codes, est testée par le détecteur. Si la synchronisation grossière entre l'émetteur et le récepteur est achevée, le récepteur entame l'opération de la poursuite du code. Si ce n'est pas le cas, on corrige l'estimation et on réessaie avec une autre position relative [3].

Notons que la présence du bruit cause plusieurs types d'erreurs dans le processus d'acquisition:

- Une fausse alarme se produit lorsque la sortie du détecteur dépasse la valeur seuil  $T$  au moment où l'acquisition n'est pas obtenue.
- L'erreur de détection, lorsque la sortie du détecteur est inférieure à la valeur seuil  $T$  au moment où l'acquisition est normalement obtenue [25].

La fausse alarme produit une fausse acquisition et la boucle de poursuite ne peut pas alors se verrouiller sur le signal reçu. Cela provoque une perte de temps supplémentaire qui s'ajoute au temps d'acquisition. Par contre, la non détection de synchronisation entraîne le circuit d'acquisition à "manquer" le bon retard et à chercher d'autres retards [25].

a) **Stratégies de recherche** : il existe trois schémas de recherche :

- **Recherche série (serial search) :**

Dans le cas de la recherche série, le circuit d'acquisition cherche la phase correcte parmi toutes les phases possibles l'une après l'autre « en série » jusqu'à ce que la phase correcte soit trouvée [26]. Cette technique de recherche peut atteindre la simplicité matérielle du récepteur avec une vitesse faible d'acquisition du code (le temps d'acquisition est élevé) [22].

Dans cette méthode, le circuit d'acquisition décale progressivement la séquence locale du code par un pas fixe  $\Delta T_C$  ( $\Delta^{-1} = 1, 2, 4$ ) et teste toutes les phases possibles de manière série jusqu'à la détection d'un alignement de la phase [22].

- **Recherche parallèle (parallel search) :**

Contrairement à la recherche série, en recherche parallèle, on doit tester toutes les phases possibles simultanément. Le processus d'acquisition s'effectue alors en un temps plus court que celui de la recherche série, mais la complexité du matériel, cependant, augmente de façon importante, puisque le nombre de détecteurs mis en parallèles est égal à celui de toutes les phases possibles du code PN, qui peut être un très grand nombre [22].

- **Recherche hybride (hybrid search) :**

Un bon compromis entre les deux méthodes précédentes est la recherche série-parallèle (hybride Search). Ce système est plus rapide que la recherche série et la complexité du matériel est moindre par rapport au cas de la recherche parallèle. Les approches hybrides, série et parallèle ont été proposées comme une solution attrayante pour un compromis entre la vitesse d'acquisition et la complexité d'implémentation [7].

b) **Structures du détecteur** :

Le détecteur joue un rôle fondamental dans le processus d'acquisition. Il permet de détecter, avec un degré de précision élevé, la présence des cellules  $H_1$  (phases de synchronisation) ou  $H_0$  (absence de synchronisation). La corrélation du signal est calculée sur une période bien déterminée de temps  $\tau_D$  appelé le temps d'intégration ou le temps d'observation. En principe, deux approches de base sont possibles : la détection cohérente (coherent detection) et la détection non-cohérente (non coherent detection). Ces deux types de détecteurs sont représentés par les figures 2.14.a et 2.14.b [22].

Notons que dans la plupart des travaux présentés dans la littérature traitant du problème d'acquisition du code utilisent une détection non-cohérente. Un autre type de structure est le détecteur de la loi carrée (square-law detector), voir figure 2.14.c.

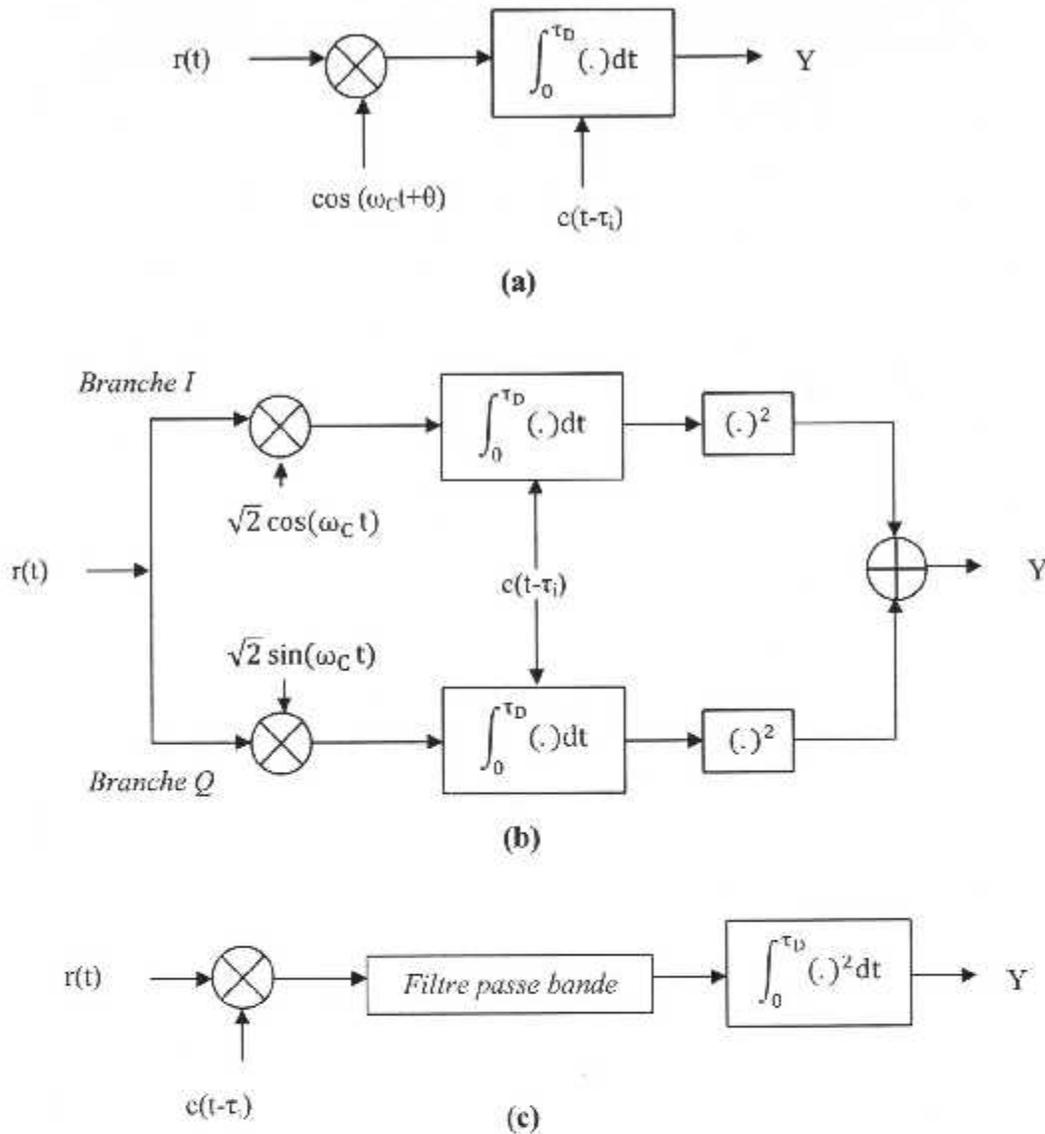


Figure 2.14. Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée.

Dans les trois types de détecteur, la variable de décision  $Y$  (sortie du détecteur) est comparée à un seuil  $T$ . si  $Y$  représente une position de synchronisation et dépasse la valeur du seuil  $T$ , 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  $P_d$  :

$$P_d = P_r\{Y \geq T | H_1\} \tag{2.25}$$

Sinon, la cellule  $H_1$  sera ratée avec une probabilité  $P_m$  (probability of miss).

$$P_m = P_r\{Y < T | H_1\} \tag{2.26}$$

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, avec une probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$ .

$$P_{fa} = P_r\{Y \geq T|H_0\} \quad (2.27)$$

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

$$P_{nfa} = P_r\{Y < T|H_0\} \quad (2.28)$$

En général, une fausse alarme génère une augmentation dans le temps d'acquisition. En effet, l'opération de la poursuite du code sera activée mais le système va vite s'apercevoir qu'il s'agit d'une fausse acquisition pour reprendre la recherche après un certain temps appelé « temps de pénalité » [3].

### 2.5.2. Poursuite du code (code tracking)

Le rôle de la boucle de poursuite est en premier lieu d'aligner finement le code local sur le code reçu, puis de maintenir la synchronisation durant le temps de communication. Après que l'acquisition soit correctement obtenue, une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop : PLL) est utilisée pour diminuer la différence de phase entre les deux codes reçus et locaux [25]. Ce type de boucle suppose qu'on a au préalable démodulé le signal reçu de façon à ne récupérer que le code utilisé pour l'étalement spectral [3]. On note le signal résultant de cette démodulation :

$$S_r(t) = \sqrt{2P_0} c(t - \tau) + n(t) \quad (2.29)$$

$C(t)$  étant le code d'étalement.

## 2.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe d'étalement de spectre et en particulier celui des séquences directes. En plus nous avons défini les différents types de canaux de transmission, tel que le canal à évanouissement qui caractérise les communications radio-mobile. Nous avons ainsi défini l'étalement temporel et l'effet Doppler.

Nous avons vu qu'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.

# **Chapitre 3**

## ***Acquisition adaptative hybride du code PN utilisant une diversité d'antenne***

### **Sommaire :**

- 3.1. Introduction.
- 3.2. Description du système.
- 3.3. Formalisme mathématique.
- 3.4. Résultats et discussion.
- 3.5. Conclusion.

### 3.1. Introduction

Dans ce chapitre nous étudions un système d'acquisition hybride utilisant une diversité d'antennes basé sur des règles de fusion floues, nommé FAHAP (Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor) capable de modéliser l'incertitude dans le processus de décision. L'acquisition hybride combine la recherche parallèle et série pour couvrir tout la région d'incertitude. Cette acquisition est comme un compromis efficace entre la vitesse d'acquisition du code et la complexité du système du point de vue ressources matérielles. Afin d'effectuer la recherche de l'alignement de phase entre le code locale et la séquence PN reçu, un détecteur à taux de fausse alarme constant est implémenté au niveau de l'étage de synchronisation. La procédure de détection utilise la valeur maximale des résultats de corrélation comme étant une cellule de teste pour chaque élément d'antenne. L'utilisation du terme non cohérent indique que l'information « phase » est perdue lors de ce traitement. L'expression exacte de la probabilité de fausse alarme est développée, et les performances du système considéré sont étudiées pour un canal à évanouissement Rayleigh. En fin nous terminons ce chapitre par une analyse des performances du système étudié et une conclusion [3] [27][28].

### 3.2. Description du système

Nous avons considéré un système d'acquisition adaptative hybride constitué de P antennes de réception comme le montre la figure 3.2. On suppose que la distance entre les éléments d'antennes est supérieur à la longueur d'onde de la fréquence porteuse pour décorréler au maximum les observations reçues au niveau de chaque antenne. Chacune des antennes est suivie par L corrélateurs partiels disposés en parallèle. La structure interne de chaque corrélateur est donnée par la figure 3.3.

La région d'incertitude qui est défini comme étant le nombre totale des cellules a testé, V, est donnée par :

$$V = \frac{L_C}{\Delta} \quad (3.1)$$

$L_C$  étant la longueur de la séquence du code PN et  $\Delta$  l'incrémentement du pas de recherche. Tout au long de ce chapitre nous fixons  $\Delta$  à 1.

La région d'incertitude, V, est partitionnée en L sous-région. Le  $j^{\text{ème}}$  corrélateur, dans chaque antenne, explore la  $j^{\text{ème}}$  sous-région avec la même phase, comme le montre la figure 3.4.

#### ▪ Hypothèse de base

Dans notre système, nous avons considéré le modèle de canal le plus largement accepté à savoir, un canal à évanouissement des trajets multiples avec des lignes à retard d'un chip entre deux trajets successifs. Comme le montre la figure 3.1, chaque ligne est multipliée par une variable aléatoire complexe, invariante dans le temps,

indépendante et obéissant à un modèle Gaussien. On suppose également l'existence de  $L_P$  lignes correspondant à  $L_P$  répliques reçues. L'amplitude et la phase de l'évanouissement du  $\ell^{i\text{ème}}$  trajet sont représentées respectivement par  $\alpha_\ell$  et  $\theta_\ell$ . Dans ce cas,  $\alpha_\ell$  est une variable aléatoire selon une loi Rayleigh et  $\theta_\ell$  est une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0, 2\pi]$ . En plus, si on considère que l'évanouissement est suffisamment lent, l'amplitude et la phase restent alors constantes au cours du temps d'observation mais peuvent changer, d'une façon indépendante, d'un intervalle à l'autre. Il est également supposé que la diffusion de puissance dans chaque trajet décroît exponentiellement avec un taux  $\vartheta$ . Si la puissance totale de l'évanouissement dans tous les trajets multiples est normalisée à un, la puissance moyenne de l'évanouissement pour chaque trajet est donnée par [29] :

$$E[\alpha_\ell] = \frac{1 - e^{-\vartheta}}{1 - e^{-\vartheta L_P}} e^{-(\ell-1)\vartheta}, \quad \ell = 1, \dots, L_P \quad (3.2)$$

Où  $E[\cdot]$  dénote l'espérance mathématique.

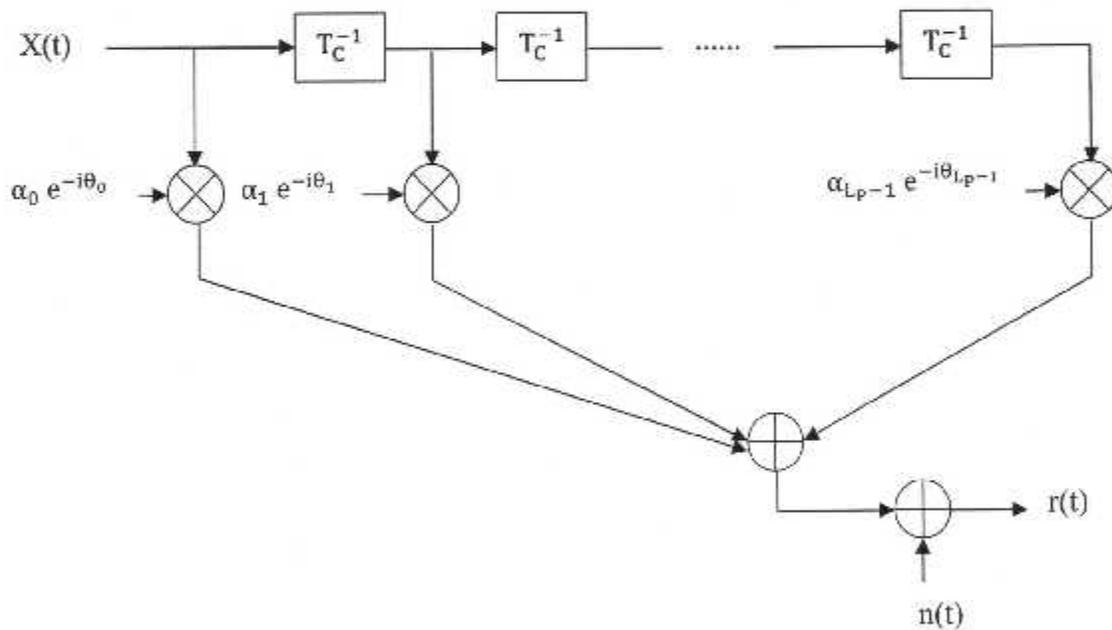


Figure 3.1. Le modèle d'un canal sélectif en fréquence.

La figure 3.1 montre que, la partie réelle du signal reçu est constituée de la contribution de toutes les répliques du signal, c'est-à-dire

$$r(t) = \sqrt{2P_0} \sum_{\ell=0}^{L_P-1} [\alpha_\ell c(t - \tau - \ell T_C) \cos(\omega_c t + \theta_\ell)] + n(t) \quad (3.3)$$

Où,  $P_0$  est l'amplitude du signal,  $c(t)$  le code PN,  $T_C$  la durée d'un chip,  $\tau$  la phase du code à estimer,  $\omega_c$  la fréquence de la porteuse et  $n(t)$  un bruit AWGN de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance  $N_0/2$ . Le signal reçu  $r(t)$  est corrélé avec le code PN généré localement par le récepteur. Notons qu'il pourrait y avoir autant de

cellules de synchronisation que de nombre de trajets multiples. En absence des données utiles au cours du processus d'acquisition, les sorties des corrélateurs I et Q peuvent être écrites, respectivement :

$$X_{I,j} = \sqrt{2} \int_0^{MT_C} r(t)c(t - j\Delta T_C) \cos(\omega_c t) dt ; j = 0,1,2, \dots, N \quad (3.4)$$

Et

$$X_{Q,j} = \sqrt{2} \int_0^{MT_C} r(t)c(t - j\Delta T_C) \sin(\omega_c t) dt ; j = 0,1,2, \dots, N \quad (3.5)$$

Où N est la taille de la fenêtre de référence et  $\Delta$  la valeur du décalage du générateur local du code PN permettant de mettre à jour le processus de recherche. La valeur de  $\Delta$  est souvent égale à 1, 1/2 ou 1/4. Dans notre étude  $\Delta$  est fixée à 1.

En substituant (3.3) dans (3.4) et (3.5) et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons :

$$X_{I,j} = \sqrt{P_0 T_C} \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell S_{\ell,j} \cos(\theta_\ell) + N_{I,j} \quad (3.6)$$

$$X_{Q,j} = \sqrt{P_0 T_C} \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell S_{\ell,j} \sin(\theta_\ell) + N_{Q,j} \quad (3.7)$$

Où

$$N_{I,j} = \int_0^{MT_C} n(t)c(t - j\Delta T_C) \cos(\omega_c t) dt \quad (3.8)$$

$$N_{Q,j} = \int_0^{MT_C} n(t)c(t - j\Delta T_C) \sin(\omega_c t) dt \quad (3.9)$$

$$S_{\ell,j} = \frac{1}{T_C} \int_0^{MT_C} c(t - \tau - \ell T_C) c(t - j\Delta T_C) dt \quad (3.10)$$

$N_{I,j}$  et  $N_{Q,j}$  sont des variables aléatoires Gaussiennes de moyennes nulles et statistiquement indépendantes.

Sous l'hypothèse  $H_0$ , de non alignement,  $X_{I,j}$  et  $X_{Q,j}$  sont des variables aléatoires Gaussiennes statistiquement indépendantes de moyennes nulles et de variances  $\sigma_n^2$ . Notons que la quantité  $T_C S_{\ell,j}$  correspond à la valeur l'auto-corrélation partielle sur M chips du code PN. Les sorties  $X_{I,j}$  et  $X_{Q,j}$  des corrélateurs I et Q, respectivement, sont élevées au carré puis additionnées pour former les variables de décision notées  $Y_j$

$$Y_j = X_{I,j}^2 + X_{Q,j}^2 \quad j = 0,1,2, \dots, N \quad (3.11)$$

Où  $Y_j$ ,  $j=0, 1, 2, \dots, N$ , sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (independent and identically distributed, i.i.d.)

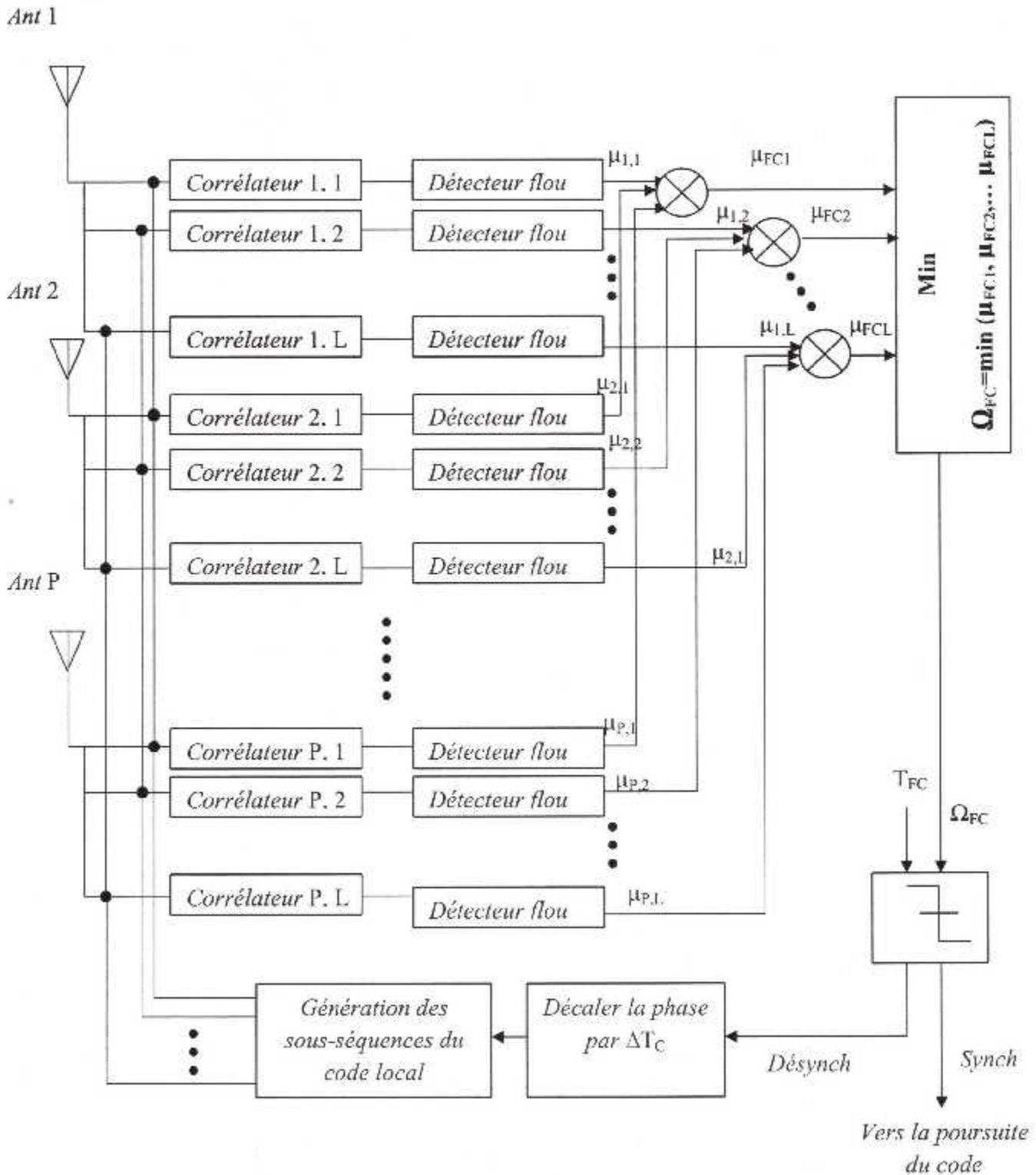


Figure 3.2. Schéma bloc du processeur d'acquisition.

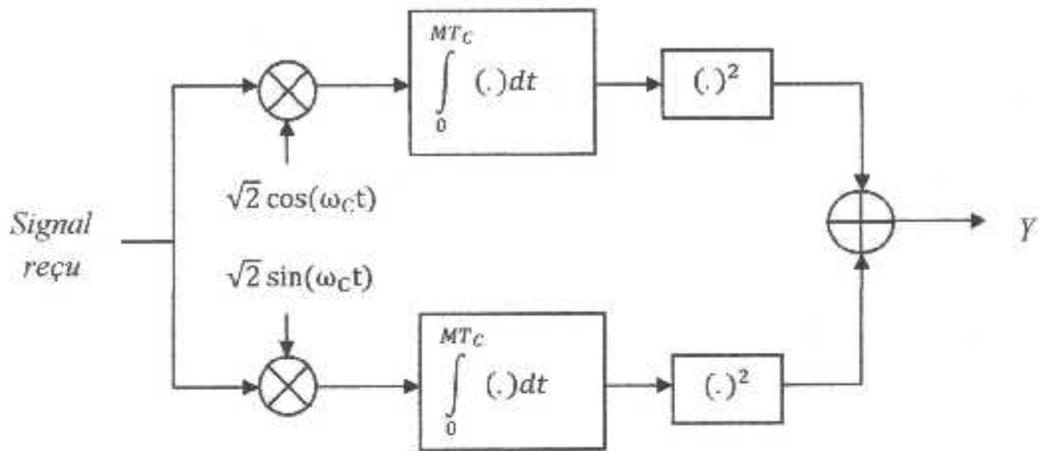


Figure 3.3. Structure du corrélateur.

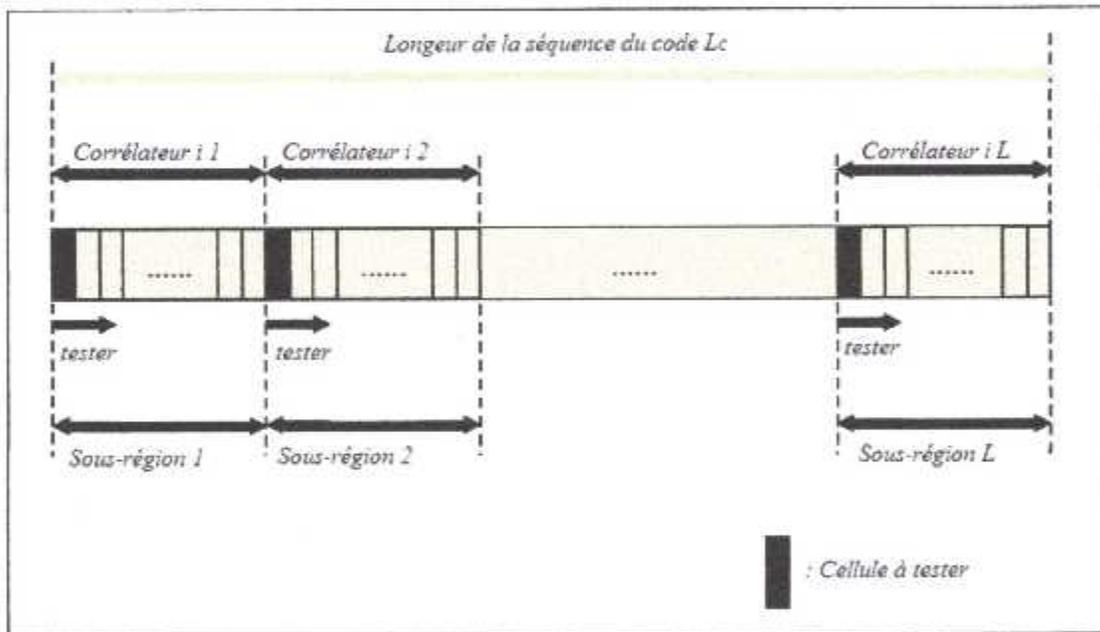


Figure 3.4. Mode de recherche du système d'acquisition.

Puisque la mise à jour du processus de recherche est de  $T_c$  ( $\Delta^{-1} = 1$ ), la région d'incertitude de ce système est complètement testée par l'utilisation de  $q$  itérations :

$$q = \left\lceil \frac{L_c}{L} \right\rceil \tag{3.12}$$

[X] Représente le premier entier qui est supérieur ou égale à X.

Chaque corrélateur est suivi d'un détecteur flou qui reçoit un vecteur d'observation  $Y$  de  $N$  échantillons mémorisés dans un registre à décalage et calcule la valeur du degré d'appartenance ( $\mu_{ij}$ ,  $i = 1, 2, \dots, P$  et  $j = 1, 2, \dots, L$ ) dans l'espace flou des fausses alarmes. Cette valeur réelle comprise entre 0 et 1 est transmise au centre de fusion pour déduire un degré d'appartenance global ( $\mu_{FC}$ ,  $j = 1, 2, \dots, L$ ) en utilisant la règle de fusion "Produit algébrique" (voir section suivante). Les sorties des centres de fusion sont transmises à un autre centre de fusion flou placé en cascade utilisant la règle de fusion floue nommée "Min". Cette règle consiste à prendre les plus petites valeurs transmises  $\Omega_{FC}$ . Pour produire une décision en tout ou rien, c'est-à-dire  $H_1$  ou  $H_0$ , le résultat obtenu est comparé à un seuil ( $T_{FC}$ ) qui assure une probabilité de fausse alarme globale désirée à la sortie du système. Si  $\Omega_{FC} < T_{FC}$ , cette phase est supposée obtenue (cellule  $H_1$ ), dans ce cas le système de synchronisation amorce la poursuite du code (Tracking). Dans le cas contraire, c'est-à-dire cellule  $H_0$ , les phases relatives des sous-régions de la séquence de code, générées localement, sont réajustées et le même processus est répété.

### 3.3. Formalisme Mathématique

Nous supposons que l'évanouissement de Rayleigh est suffisamment lent pour que l'amplitude et la phase du signal évanoui restent constantes pendant la durée d'observation  $M \cdot T_C$ , mais varie assez vite pour pouvoir considérer que les sorties successives du corrélateur non cohérent sont indépendantes. Pour cela, on considère le modèle des canaux à trajets multiples évanescents décrit dans la section hypothèses de base. Les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme ( $P_{fa}$ ), pour plusieurs cellules  $H_1$ , est calculée.

#### 3.3.1. Détecteurs flous

Avant de développer l'expression du taux de fausse alarme du système étudié, nous donnons un aperçu sur les deux types de détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR.

##### a) Le Détecteur CA-CFAR flou : Cell Averaging CFAR

Le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging-Constant False Alarm Rate) est un processeur très connu dans le domaine de la détection radar. Son efficacité a inspiré plusieurs travaux relatifs aux problèmes liés à l'acquisition du code PN dans les communications mobiles dans un environnement à un seul trajet.

Le CA-CFAR consiste à comparer l'échantillon de la cellule sous test à un seuil adaptatif égal à la somme des contenus de la fenêtre de référence multiplié par une constante  $T$  qui assure une probabilité de fausse alarme désirée dans un environnement homogène (voir la figure 3.5). Ce détecteur produit une sortie binaire selon le résultat d'un test statistique exprimé de la manière suivante :

$$\mu: Y \rightarrow \begin{cases} 1 & Y_0 > T \sum_{i=1}^N Y_i \\ 0 & Y_0 < T \sum_{i=1}^N Y_i \end{cases} \quad (3.13)$$

N étant le nombre d'échantillons de la fenêtre de référence.

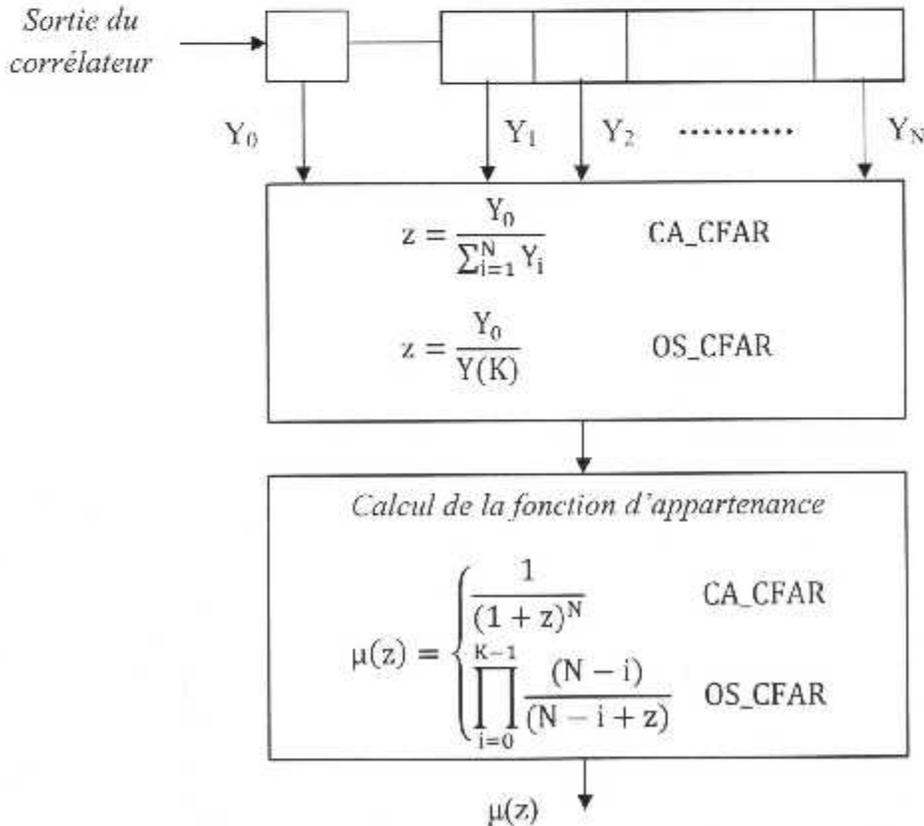
Ou d'une manière équivalente :

$$\mu: Y \rightarrow \begin{cases} 1 & Z > T \\ 0 & Z < T \end{cases} \quad \text{avec } z = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \quad (3.14)$$

La fonction d'appartenance  $\mu$  du détecteur flou CA-CFAR est définie en transformant l'espace des observations en une valeur réelle comprise entre 0 et 1 qui indique le degré d'appartenance dans l'espace flou des fausses alarmes. Elle est définie, pour un vecteur d'observation Y, comme suit [30] :

$$\begin{aligned} \mu(Y) &= \Pr \left( Z > \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \middle| H_0 \right) \quad \text{avec } Z \\ &= \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Si  $Y_0 \gg \sum_{i=1}^N Y_i$ , la valeur de z dépasse largement le seuil T alors  $\mu(Y)$  tend vers 0, ce qui correspond à l'hypothèse  $H_1$  tout en sachant  $H_0$  (une fausse alarme)



**Figure 3.5.** Détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR.

Dans un milieu de Rayleigh, la fonction d'appartenance  $\mu(z)$  est donnée par [30].

$$\mu(z) = \frac{1}{(z+1)^N} \quad (3.16)$$

Cette définition assure les règles suivantes :

- 1)  $\mu(z) \in [0, 1] \forall z > 0$
- 2)  $z_1 \geq z_2 \Rightarrow \mu(z_1) \leq \mu(z_2)$
- 3)  $\lim_{z \rightarrow 0} \mu(z) = 1$
- 4)  $\lim_{z \rightarrow \infty} \mu(z) = 0$

La variable aléatoire formée à partir de la fonction de distribution de n'importe quelle variable aléatoire continue est uniformément distribuée sur  $[0,1]$ . Par conséquent, la distribution de la fonction d'appartenance  $\mu(z)$  est uniformément distribuée sur  $[0,1]$ .

### b) Le Détecteur OS-CFAR flou : Ordered Statistic CFAR

Le processeur OS-CFAR est une version modifiée du détecteur CA-CFAR appliqué pour un environnement contenant des interférences. Il a été utilisé pour l'acquisition du code PN dans un canal à trajet multiples.

Il consiste à trier les échantillons de la fenêtre de référence dans un ordre croissant, et d'utiliser le  $K^{\text{ième}}$  échantillon ordonné pour estimer la puissance du bruit (voir la figure 3.5).

Dans un milieu Rayleigh, la fonction d'appartenance dans l'espace flou des fausses alarmes est donnée par [62] :

$$\mu(z) = \prod_{i=0}^{K-1} \frac{(N-i)}{(N+z-i)} \quad (3.17)$$

### 3.3.2. Probabilité de fausse alarme

La probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$ , du système d'acquisition hybride est divisée en deux cas :

1.  $P_{fa|H1}$  qui est calculée dans le cas de l'existence d'une cellule  $H_1$  alors que le degré d'appartenance d'une des  $(L-1)$  cellules  $H_0$  est inférieur au seuil  $T_{FC}$ .
2.  $P_{fa|H0}$  qui est calculée dans le cas où le degré d'appartenance d'une des  $L$  cellules  $H_0$  est inférieur au seuil  $T_{FC}$ .

Selon la figure 3.2 :

$$\mu_{FCj} = \prod_{i=1}^P \mu_{i,j} \quad (3.18)$$

P étant le nombre d'antenne.

Pour P=2, c'est-à-dire,  $\mu_{FCj} = \mu_{1,j} \times \mu_{2,j}$ , la pdf de  $\mu_{FCj}$ , donnée par:

$$f_{\mu_{FCj}}(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|m|} f_{\mu_{1,j}}(m) f_{\mu_{2,j}}\left(\frac{u}{m}\right) dm = \int_u^1 \frac{dm}{m} = -\ln(u) \quad (3.19)$$

Par utilisation de (3.18) et (3.19) d'une manière récurrente, la pdf de  $\mu_{FCj}$  globale devient :

$$f_{\mu_{FCj}}(u) = \frac{(-1)^{P-1}}{(P-1)!} [\ln(u)]^{P-1} \quad (3.20)$$

La variable de décision  $\Omega_{FC}$  est donnée par :

$$\Omega_{FC} = \min(\mu_{FCj}) ; \text{ avec } j = 1, 2, \dots, L \quad (3.21)$$

Où L le nombre de corrélateurs.

Pour P=2, c'est-à-dire ;  $\Omega_{FC} = \min(\mu_{FC1}, \mu_{FC2})$ , la pdf de  $\Omega_{FC}$ , donnée par [67] :

$$f_{\Omega_{FCj}} = f_{\mu_{FC1}}(m) (1 - F_{\mu_{FC2}}(m)) + f_{\mu_{FC2}}(m) (1 - F_{\mu_{FC1}}(m)) = 2(1 - m) \quad (3.22)$$

Où  $F_{\mu_{FCj}}(m)$  est la CDF (Cumulative Distribution Function) de  $\mu_{FCj}$ .

D'une façon similaire, et par l'utilisation de (3.21) et (3.22) d'une manière récurrente, nous obtenons l'expression de pdf de la variable de décision finale.

$$f_{\Omega_{FC}}(u) = L \frac{(-1)^{P-1}}{(P-1)!} [\ln(u)]^{P-1} \left[ 1 - u \sum_{i=1}^P \frac{(-1)^{P+i}}{(P-i)!} [\ln(u)]^{P-i} \right]^{L-1} \quad (3.23)$$

L'expression de  $P_{fa|H_0}$  est alors :

$$P_{fa|H_0} = \int_0^{T_{FC}} f_{\Omega_{FC}}(u) du = 1 - \left[ 1 - T_{FC} \sum_{i=1}^P \frac{(-1)^{P+i}}{(P-i)!} [\ln(T_{FC})]^{P-i} \right]^L \quad (3.24)$$

Pour une probabilité de fausse alarme  $P_{fa|H_0}$  désirée, le seuil  $T_{FC}$  est calculé à partir de (3.24). Le tableau 3.1 résume les valeurs des seuils en fonction du nombre de

corrélateur (L), le nombre d'antenne (P) et pour une  $P_{fa|H_0} = 10^{-3}$ .

$L \backslash P$	2	3	4	5	6
1	$1.03 \cdot 10^{-4}$	$1.239 \cdot 10^{-5}$	$2.21 \cdot 10^{-7}$	$4.01 \cdot 10^{-7}$	$7.41 \cdot 10^{-8}$
5	$1.7 \cdot 10^{-5}$	$2.05 \cdot 10^{-6}$	$2.95 \cdot 10^{-7}$	$4.74 \cdot 10^{-8}$	$8.44 \cdot 10^{-9}$
10	$8.01 \cdot 10^{-6}$	$8.95 \cdot 10^{-7}$	$1.25 \cdot 10^{-7}$	$1.95 \cdot 10^{-8}$	$3.31 \cdot 10^{-9}$
20	$3.895 \cdot 10^{-6}$	$4.225 \cdot 10^{-7}$	$4.625 \cdot 10^{-8}$	$8.365 \cdot 10^{-9}$	$1.355 \cdot 10^{-9}$

Tableau 3.1. Les seuils,  $T_{FC}$ , pour  $P_{fa|H_0} = 10^{-3}$ .

En se basant sur l'hypothèse de l'existence de  $L_p$  cellules  $H_1$  dans la région d'incertitude  $L_c$ , la probabilité de fausse alarme globale du système sera alors :

$$P_{fa} = \frac{1}{q} \sum_{\ell=1}^{L_p} P_{fa|\ell|H_1} + \frac{q - L_p}{q} P_{fa|H_0} \quad (3.25)$$

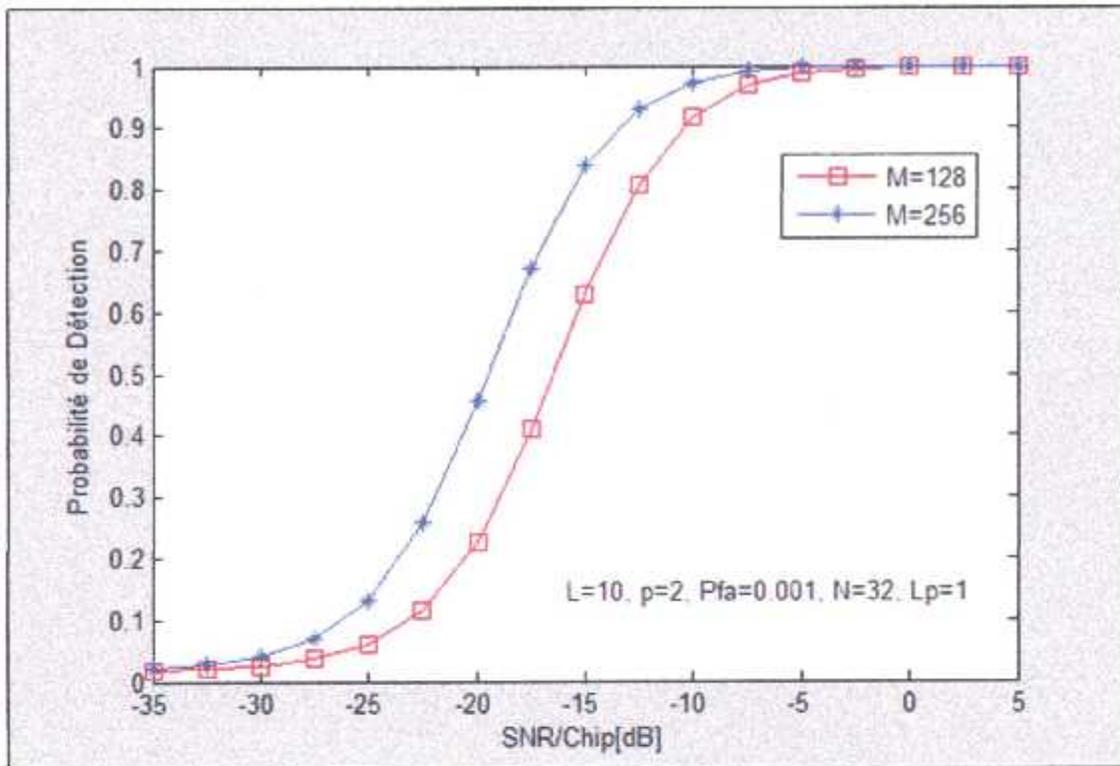
Où  $q$  est le nombre d'itérations utilisées pour parcourir toute la région d'incertitude.

Notons que les légères variations que peut provoquer  $P_{fa|H_1}$  n'ont pas une grande influence sur la consigne globale de la  $P_{fa}$ .

### 3.4. Résultats et discussions

Dans ce chapitre, nous évaluons, par simulation, les performances en terme de détection du système étudié, à savoir le détecteur CA-CFAR FAHAP. Pour cela, nous avons considéré les hypothèses suivantes :

- Une séquence périodique du code PN avec un débit de 1 Mchips/s et une longueur  $L_c = 1023$ .
- Un temps d'observation  $MT_c = 256T_c$ .
- Un facteur de pénalité,  $J$ , fixé à 1000 (le temps de pénalité est égale à  $JMT_c$  en secondes).
- Les probabilités de détection sont simulées à partir de  $10^5$  essais avec la technique de Monte-Carlo.
- Une  $P_{fa}$  de  $10^{-3}$ .
- Un canal à évanouissement lent obéissant à une distribution Rayleigh.
- Une décroissance exponentielle, avec un taux  $\vartheta = 1$  de la puissance des trajets multiples.
- Une fenêtre de référence contenant  $N=32$  échantillons.



**Figure 3.6.** Probabilité de détection du processeur CA-FAHAP en fonction de la taille de la fenêtre de corrélation  $M$ .

La figure 3.6 montre la variation de la probabilité de détection,  $P_d$ , dans un environnement homogène du système étudié en utilisant le détecteur flou CA-FAHAP avec deux antennes de réception en fonction du SNR/Chip pour deux différentes size de la fenêtre de corrélation  $M=128$  et  $M=256$ . Nous remarquons que plus la taille de la fenêtre de corrélation est grande plus les résultats sont précises.

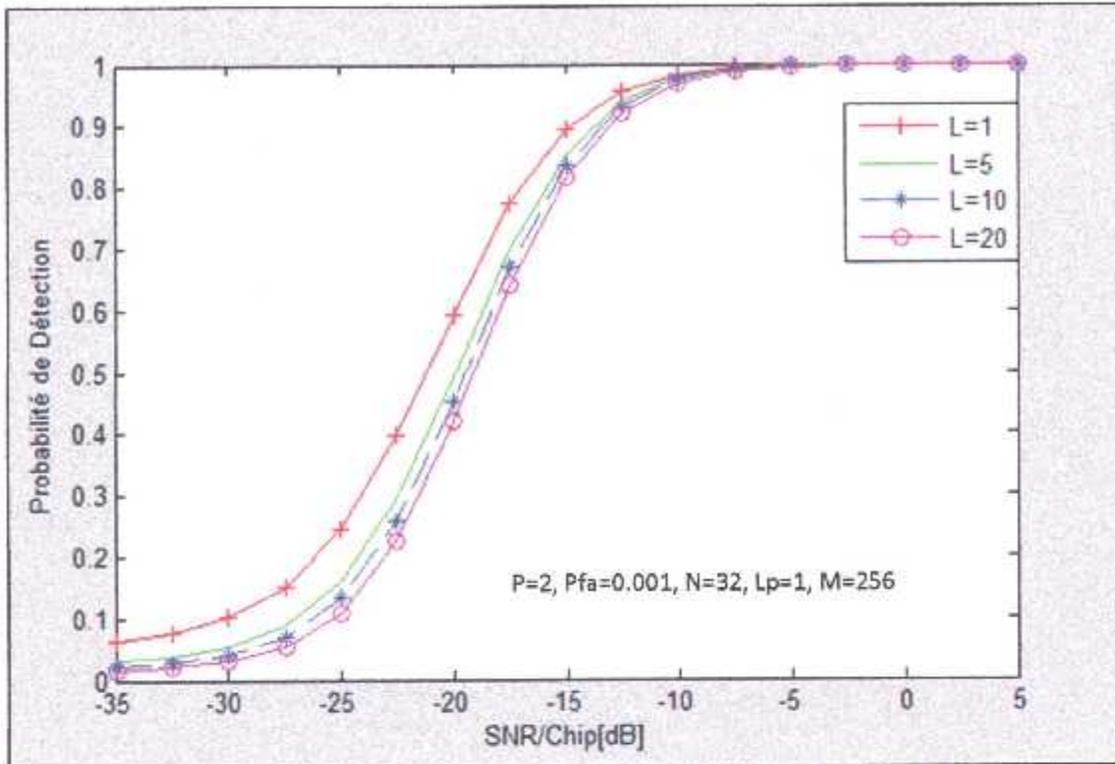
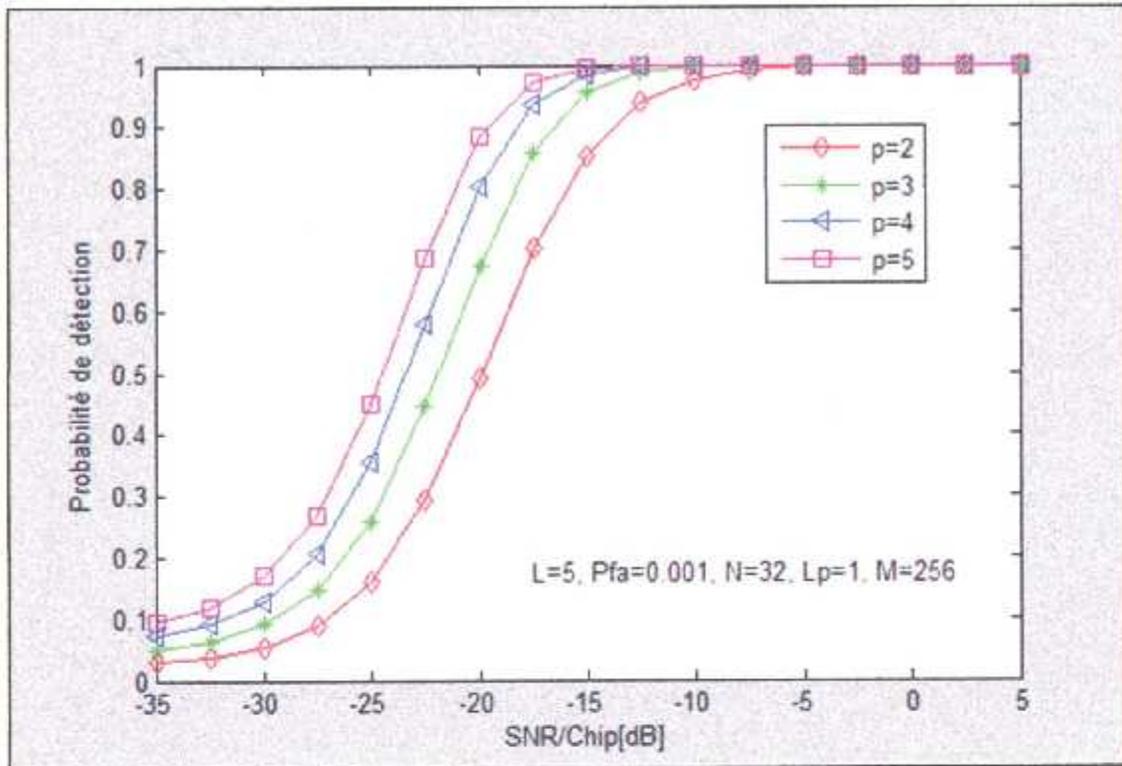


Figure 3.7. Probabilité de détection du CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.

Les différents graphes de la figure 3.7, présentent l'effet du degré de parallélisme (L corrélateurs) sur la probabilité de détection du processeur CA-FAHAP avec deux antennes de réception dans un environnement homogène. Nous observons que plus le degré de parallélisme est petit, plus la probabilité de détection est meilleure.



**Figure 3.8.** Probabilité de détection du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes.

Dans la présente figure, nous avons évalué l'influence du nombre d'antenne de la réception sur les performances du système. Nous remarquons clairement cet effet sur la figure 3.8, plus le nombre d'antenne est important, la probabilité de détection est meilleure.

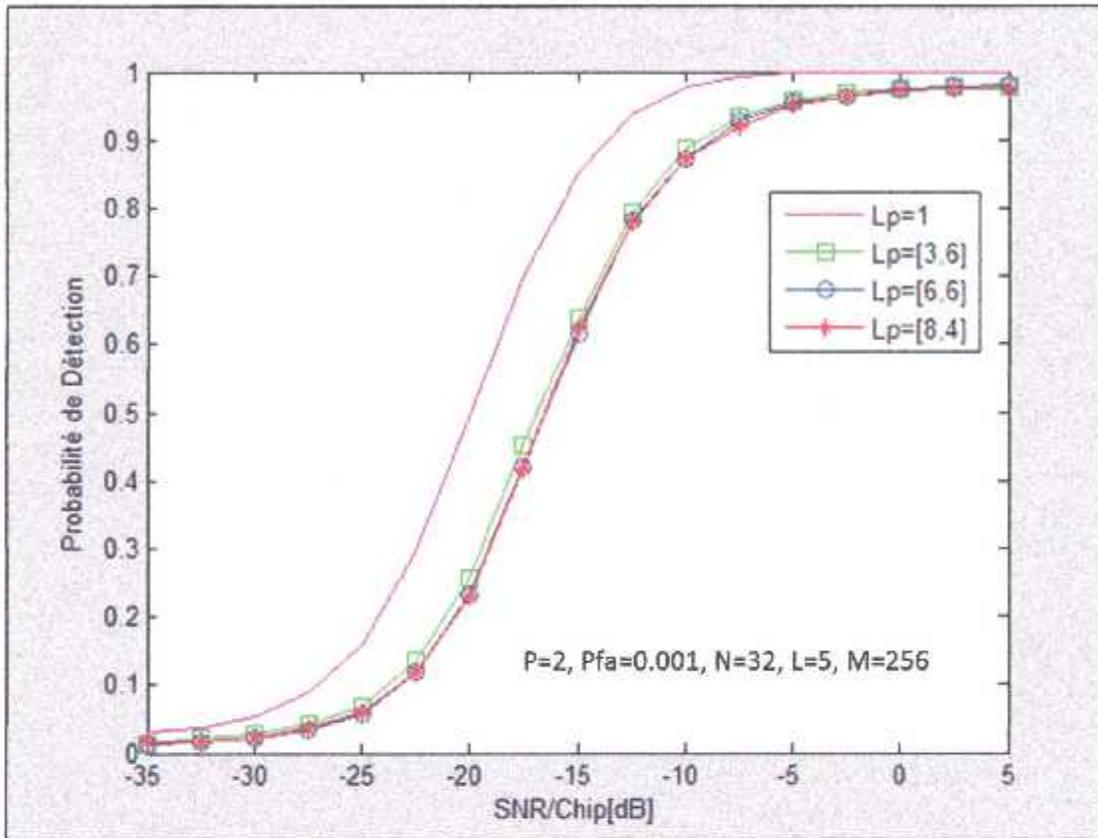
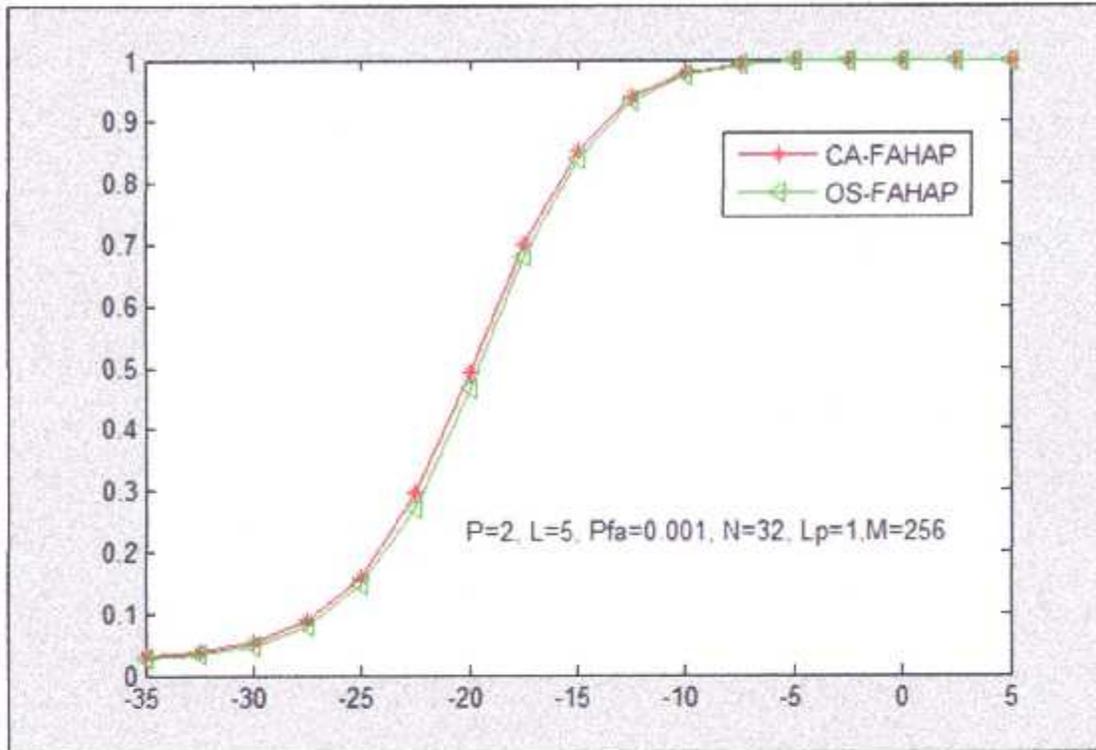


Figure 3.9. L'effet de trajets multiples sur le détecteur CA-FAHAP.

Cette fois, nous avons considéré plusieurs situations avec trajets multiples,  $L_p$ , et deux antennes de réception. D'après ce que nous voyons, plus le nombre de trajets augmente la probabilité de détection du CA-FAHAP diminue.



**Figure 3.10.** Probabilité de détection pour CA-FAHAP, OS-FAHAP dans un environnement homogène pour un seul trajet.

Considérons maintenant une comparaison, toujours en milieu homogène, entre les probabilités de détection pour les deux types de détecteurs flous CA-FAHAP et OS-FAHAP, nous avons considéré un trajet et deux antennes de détection. Notons que ce dernier est le seul possédant une similitude structurelle hybride avec diversité d'antennes. Nous constatons que le système avec ses deux versions ont la même performance pour  $L_p=1$ .

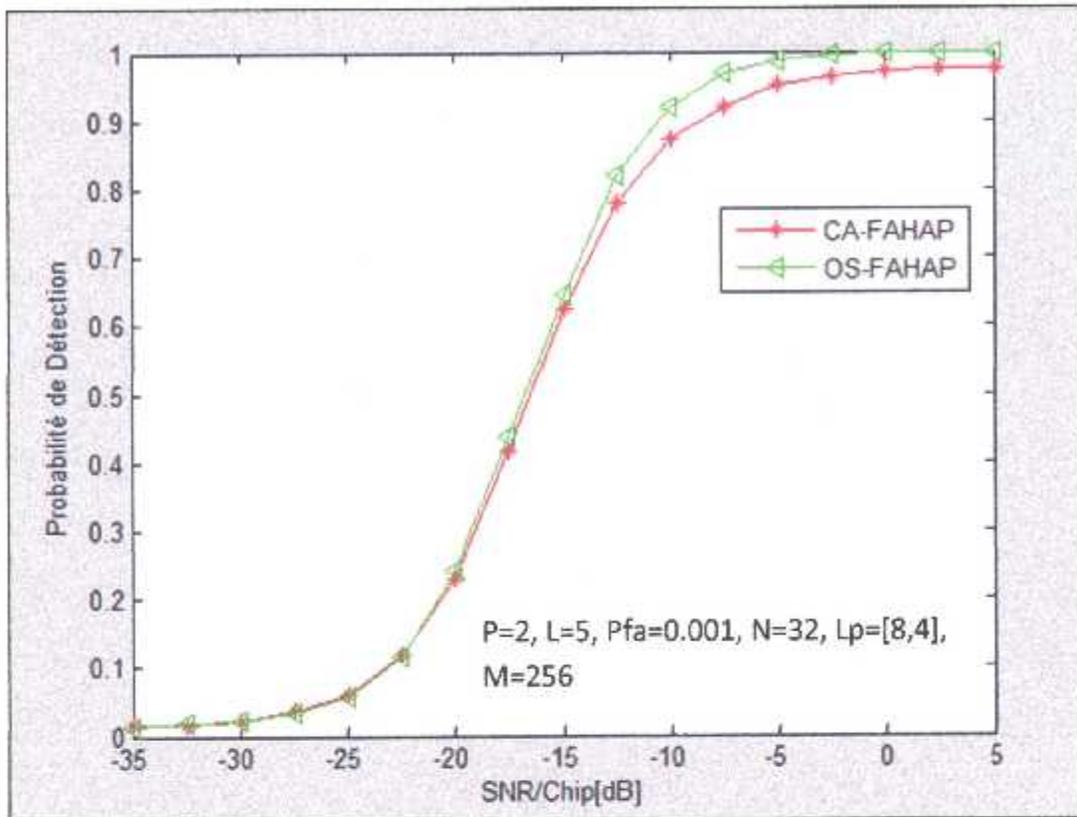


Figure 3.11. CA-FAHAP et OS-FAHAP pour multi trajets.

Nous avons refait la même comparaison précédente mais avec des trajets multiple et deux antennes de détection. Nous remarquons que le OS-FAHAP est plus performant en probabilité de détection que le CA-FAHAP.

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, la probabilité de détection du système d'acquisition adaptative à recherche hybride de code PN adoptant une diversité d'antenne et utilisant des règles de fusion floues a été étudié dans un canal à évanouissement des trajets multiples suivant une distribution de Rayleigh. Les effets de la taille de la fenêtre de corrélation ainsi que l'effet de nombre d'antenne, nombre de corrélateur et du nombre de trajets multiples ont été également étudié. Les résultats obtenus montrent que les performances en termes de détection du système CA-FAHAP sont moins importantes pour les trajets multiples et devant l'OS-FAHAP.

## ***Conclusion générale***

Ce travail a été consacré à l'étude de l'acquisition du code PN dans les systèmes de communication à étalement de spectre par séquence directe.

En guise de préliminaire au travail présenté, nous avons présenté succinctement les principales techniques d'acquisition d'accès multiples et particulièrement l'accès multiples par division de code (CDMA). Différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été recensés, notamment les canaux à évanouissement de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobile.

L'objectif principal de ce travail s'inscrit dans le cadre d'étudier les performances en terme de détection du code PN dont la synchronisation représente une étape clé dans l'étude des systèmes de communication à spectre étendu.

Dans ce contexte, nous avons utilisé un schéma baptisé FAHAP qui s'articule sur une structure à diversité d'antenne et utilisant une stratégie de recherche hybride et sujette à des règles de fusion floue. L'étude a été effectuée en considérant un canal à évanouissement des trajets multiples, obéissant à une loi Rayleigh. Les effets des nombres de trajets multiples, le nombre d'antennes de réception, le nombre de corrélateurs et le rapport signal sur bruit (SNR) ont été analysés, plus une étude comparative entre les processeurs FAHAP (CA-FAHAP et OS-FAHAP).

Les résultats obtenus, après simulation, nous ont permis de voir les différents paramètres agissant sur cette technique et la différence entre les deux processeurs FAHAP.

# **Bibliographie**

- [1] Melal Khireddine, *"Analyse des méthodes d'égalisation des techniques CDMA"*, Thèse de Magister, Université de Batna, Novembre 2008.
- [2] Ikhlef Ismahene, *"L'analyse du système d'acquisition multi (porteuse à séquence directe (MC-DS-CDMA) dans un canal Rayleigh"*, Thèse de Doctorat, Université de Constantine.
- [3] Amel Aissaoui, *"Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS-SS"*, Thèse de doctorat, Université de Constantine, Juin 2008.
- [4] Ghassan El-Hélou, *"Etude des schémas dynamiques d'allocation dans les réseaux cellulaires"*, Université Libanaise : Saint- Joseph, Décembre 1998.
- [5] Frederic Coulon, *"Théorie et traitement des signaux"*, Edition Georgi. Paris : Dunod, 1984.
- [6] Pierre Parrend, *"Aspects physiques et architecturaux des réseaux de télécommunication, notamment de téléphonie"*, 2005.
- [7] Billel Bouchemal, *"Synchronisation du code PN dans les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA, avec modulation multi porteuses"*, Thèse de Magister, Université de Constantine.
- [8] Yekhllef Mohammed, *"Etude des méthodes d'accès dans les réseaux mobiles"*, Thèse de Magister, Université de Batna, 2008.
- [9] Abbas Ibrahim, *"Protocoles d'accès multiple orientés qualité de service en constellation de satellite à orbite basse"*, 2004.
- [10] Eric Hamelin, *"Etude des performances d'un système CDMA à taux multiples"*, Université de Laval, Septembre 1997.
- [11] Crépin Nsiala-Nzéza, *"Récepteur adaptatif multistandards pour les signaux à étalement de spectre en contexte non coopératif"*, Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Juillet 2006.
- [12] Fateh Bouguerra, *"Contribution à l'optimisation des télécommunications dans les réseaux mobiles"*, Thèse de Magister, Université de Batna, Avril 2011.
- [13] Hendaoui Mounira, *"Réception dans un système d'accès multiples à répartition par codes, Application aux modes FDD et TDD de l'UMTS"*, Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Juin 2014.
- [14] Mazen Youssef, *"Modélisation, simulation et optimisation des architectures de récepteur pour les techniques d'accès W-CDMA"*, Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, Juin 2009.
- [15] Stéphane Nobilet, *"Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communications hertziennes"*, Thèse de Doctorat, Institut national des sciences appliquées de Rennes, Octobre 2008.
- [16] Dubreuil Laurent, *"Amélioration de l'étalement de spectre par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs"*, Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, Octobre 2005.

- [17] Reda Bekhakhacha, "*Détection adaptative pour les systèmes de communication DS-CDMA*", Thèse de Magister, Université de Constantine.
- [18] Céline Guillemot, "*Etude et intégration numérique d'un système multi capteurs AMRC de télécommunication basé sur un prototype virtuel utilisant le langage de haut niveau VHDL-AMS*", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2005.
- [19] Krim Khadidja, "*Etude comparative des performances accrues de schémas de transmission CDMA et OFDM pour des communications par satellite*", Thèse de Magister, Université de Tlemcen, 2010.
- [20] Belarbi Mohammed el Amin et Baroudi Zakaria, "*La technologie W-CDMA étendue dans les systèmes multi-antennes*". Thèse de Master, Université de Tlemcen, 2013.
- [21] Michel Thériault, "*Etude des performances d'un système DS-CDMA avec récepteur Rake dans le contexte UWB*", Université de Laval, Octobre 2005.
- [22] Latifa Hacini, "*Schémas hybrides d'acquisition adaptative de codes PN pour des communications DS-CDMA dans un canal Rayleigh*", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2012.
- [23] Mehassouel Mustapha, "*Application de la technologie MIMO à la 4G du mobile*", Thèse de Magister, Université de Setif1, Décembre 2014.
- [24] A.L. Fawc-L.Dencire, "*Principe de télécommunication*", 1995-1996.
- [25] Georges Kaddoum, "*Contributions à l'amélioration des systèmes de communication multi- utilisateurs par chaos : synchronisation et analyse des performances*", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Novembre 2008.
- [26] ZakiAissam Khezzar, "*Acquisition rapide des signaux GNSS par un récepteur logiciel*", Thèse de Magister, Université de Batna.
- [27] A.Aissaoui, Z.Hammoudi and A.Farrouki, "*Adaptative PN code Acquisition using Automatique censoring for DS-CDMA communication*", IEEE on wave from diversity & desing, 2007.
- [28] A.Aissaoui , Z.hammoudi and A.Farrouki, "*Adaptative pseudo-noise code acquisition scheme using automatic censoring for DS/SS communication in frequency-selective Rayleigh fading channel*", IET. Commun, 2008,2,(2) pp.359-365.
- [29] O. S. Shin and K. B. Lee, "*Utilization of multipaths for spread-spectrum acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels*," IEEE Trans. On Communications, vol. 49, pp. 734-742, April 2001.
- [30] A.Farrouki and M.Barkat, "*Automatic censoring CFAR detector based on ordred data variability for non homogenous environments*", IEEE Proc.Radar sonar navig, vol 152,N° .1, February 2005.