

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Saad DAHLEB - BLIDA
Institut d'aéronautique et des études spatiales

Projet de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master

Spécialité : CNS/ATM
Communication, Navigation et Surveillance /Air Traffic Management

THÈME:

**Acquisition Adaptative Hybride Du
Code PN Utilisant Une Diversité
D'antennes CACFAR-OSCFAR**

Présenté par :
Haouari Sara
Hamblil Meriem

Proposé par : **M^{me}** F.DOUDOU
Promoteur : **M^{me}** F.DOUDOU

Promotion : 2016 - 2017

Dédicaces

Nous dédions notre modeste travail à nos très chers parents, dont leurs sacrifices, tendresses et amours épicés de leurs extraordinaires aides et patiences ont été l'essence de notre réussite. Sans eux, nous ne serions pas ce que nous sommes aujourd'hui.

Dans cette dédicace, nous n'oublierons pas nos chers frères et sœurs Ahlem, Amina, Salim, Amine, Fayçal et Hamza pour leur soutien, leur aide et encouragements.

À toute la promotion 2016/2017 du MASTER CNS/ATM ainsi qu'à nos fidèles amis et amie Chaima, Ferial, Meriem, Chanez, Hadjer et Ahmed pour leurs présences et précieux conseils.

À tous nos enseignants.

Haouari Sara et Hambli Meriem

REMERCIEMENTS

On tient, avant tout, à remercier Allah le Tout Puissant qui nous donné la force, la volonté, la santé et la patience pour affronter les obstacles de la vie.

Mes reconnaissances les plus sincères vont à notre promotrice Docteur F.Doudou, enseignante à l'université de Blida, Institut d'aéronautique et des études spatiales, qui nous a conseillé, nous a orienté et nous a soutenues pour achever ce travail.

Nous remercions tous les membres du jury de nous avoir fait l'honneur d'avoir accepté la charge de l'évaluation de notre mémoire de master.

Enfin, un grand merci à toutes les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail.

RESUME

L'étalement du spectre par séquence directe, est l'une des technologies avancées utilisées dans le système de communication sans fil et l'une des utilisations importantes de cette technique est de permettre à plusieurs utilisateurs utilisant le même réseau d'envoyer leurs signaux en même temps sans interférences. L'un des avantages du système de séquençage direct est que l'émetteur génère un code à longue distance de données aléatoires, pseudo-noise (PN), qui est intégré aux données d'origine et l'envoi, où ces données sont une multiplication des informations originales. Le récepteur doit avoir la même série d'origine avec laquelle les données étaient intégrées dans l'émetteur. Pour pouvoir séparer le code pseudo-noise (PN) généré localement avec celui de l'émetteur, il faut que le récepteur doit être parfaitement synchronisé sur l'émetteur, Cette opération est réalisée en deux étapes : l'acquisition (la synchronisation grossière) et la poursuite (la synchronisation fine). L'objectif de cette thèse est d'étudier la phase d'acquisition, à pour cela, un schéma d'acquisition a proposé et analysé.

Ce schéma, baptisé FAHAP, combine une structure avec une diversité d'antennes et une stratégie hybride. Le système proposé utilise deux détecteurs adaptatifs flous (CA-CFAR et OS-CFAR). Chaque détecteur calcule la valeur de la fonction d'appartenance dans l'espace des fausses alarmes par l'utilisation des échantillons des cellules de la fenêtre de référence. Cette valeur réelle est transmise à un centre de fusion flou. Un deuxième centre de fusion flou, placé en cascade, est utilisé pour déduire le degré d'appartenance global. La formule de temps d'acquisition a été présentée et les différentes expressions des probabilités de fausse alarme ont également été démontrées. La robustesse du système proposé est analysée pour différents paramètres telles que : le degré de parallélisme, le nombre de trajets multiples, le SNR, le nombre d'antennes, etc....

Les résultats de simulation montrent que les performances de FAHAP sont très significatives par rapport à celles proposées dans la littérature.

ABSTRACT

Direct sequence / spread spectrum (DS/SS), is one of the advanced technologies used in the wireless communication system, and one of the important uses of this technology is to allow multiple users using the same network to send their signals at the same time without interferences. One of the advantages of the direct sequencing system is that the transmitter generates a long random data, pseudo-noise (PN) code, which is integrated with the original data and send it, where this data is a multiplication of the original information. The receiver, must have the same original series which the data was integrate with in the transmitter, In order to be able to separate the locally generated pseudo-noise(PN) code with the incoming one, by synchronize them. This is done in two steps; acquisition (coarse alignment), and tracking (fine alignment).The objective of this thesis is to study the acquisition phase, for this purpose an acquisition scheme has proposed and analyzed.

This scheme, named FAHAP (Fuzzy Adaptive Hybrid Acquisition Processor), combines antenna diversity and a hybrid strategy. The proposed scheme uses two fuzzy adaptive detectors (CA-CFAR and OS-CFAR). Each detector computes the value of the membership function to the false alarm space from the samples of the reference cells and transmits it to the fuzzy fusion centre. We use two levels of the fuzzy fusion to deduct the global membership degree. The performance of the proposed acquisition schemes is analyzed in frequency-selective Rayleigh fading channel. Numerical results show that the FAHAP scheme significantly outperforms the schemes proposed in the literature. The effects of a degree of parallelism, the number of resolvable paths, the signal-to-noise ratio (SNR) and the number of antennas on the acquisition performance are also investigated.

تقنية الطيف المنثور عن طريق متتالية مباشرة, هي احد التقنيات المتطورة المستخدمة في نظام الإتصالات اللاسلكية. إن احد الإستخدامات المهمة لهذه التقنية هو السماح لعدة مستخدمين بإستعمال الشبكة ذاتها لإرسال إشاراتهم في الوقت نفسه من دون التعرض لتداخلات فيما بينها. و من مميزات تقنية التسلسل المباشر أن المرسل يقوم بتوليد سلسلة بيانات عشوائية طويلة , تدمج مع البيانات الأصلية و ترسل , بحيث تكون السلسلة من مضاعفات المعلومات الأصلية و هكذا يتم توزيع المعلومات المراد إرسالها على إشارة طويلة للغاية و ترسل, يطلق على هذا النوع من الإرسال أحيانا بتشفير الموجات , كونه يشبه عملية التشفير. المستقبل يجب أن يكون لديه نفس السلسلة الأصلية التي دمجت معها البيانات عند المرسل حتى يستطيع الفصل ما بين الشفرة المنتجة من طرفه الأخرى المستخدمة من طرف المرسل, و ذلك بإحداث التطابق بينهما, و تتم هذه العملية على مرحلتين: مرحلة الاقتناء (التطابق المصقول), و مرحلة المتابعة (التطابق الدقيق). موضوع هذه الرسالة موجه لدراسة مرحلة الاقتناء, و قد تم اقتراح مخطط لعرضه و تحليله.

هذا المخطط يستعمل مجموعة هوائيات و طريقة البحث الهجين. لقد تم استعمال كاشفين مكيفين غامضين. كل منهما يحسب دالة الانتماء عن طريق عينات الخلايا المرجعية ثم يتم إرسالها إلى مركز الإندماج المتكون من مستويين من الإندماج الغامض. فعالية المخطط المقترح تم تقييمها و قد أظهرت نتائج هامة بالمقارنة مع المخططات الأخرى. تأثير درجة الموازاة، عدد الإشارات اللاسلكية المستقلة، عدد الهوائيات على فعالية المخطط قد تم دراستها.

TABLE DES MATIERES

| | |
|--|------------|
| <i>RESUME</i> | <i>I</i> |
| <i>TABLE DES MATIERES</i> | <i>IV</i> |
| <i>LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS</i> | <i>VII</i> |
| <i>LISTE DES FIGURES</i> | <i>IX</i> |
| <i>LISTE DES TABLEAUX</i> | <i>X</i> |
| <i>INTRODUCTION GENERALE</i> | <i>XI</i> |
| <i>CHAPITRE 1 GENERALITES</i> | <i>1</i> |
| 1.1. Introduction | 2 |
| 1.2. Les caractéristiques du signal de propagation dans un environnement radio-mobile | 2 |
| 1.2.1. Atténuation due aux effets de masques..... | 3 |
| 1.2.2. Atténuation due à l'atmosphère..... | 3 |
| 1.2.3. Diffraction..... | 4 |
| 1.2.4. Trajets multiples (multipaths)..... | 4 |
| 1.2.5. Brouillages (bruits)..... | 5 |
| 1.2.6. Interférences..... | 5 |
| 1.3. Méthodes d'accès multiples | 6 |
| 1.3.1. Accès multiples par la répartition en fréquences(FDMA) | 7 |
| 1.3.2. Accès multiples par la répartition dans le temps (TDMA)..... | 7 |
| 1.3.3. Accès multiples par la répartition dans les codes (CDMA)..... | 7 |
| 1.4. Conclusion | 9 |

CHAPITRE 2 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTRE

10

| | |
|---|-----------|
| 2.1. Introduction..... | 11 |
| 2.2. Principe de l'étalement du spectre..... | 11 |
| 2.2.1. Historique..... | 13 |
| 2.2.2. Pourquoi étaler le spectre ? | 13 |
| 2. 2.3. Exemple d'application..... | 15 |
| 2.3. Etalement de 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..... | 18 |
| 2.3.4. Dé-étalement en réception..... | 23 |
| 2.4. Canaux de transmission..... | 25 |
| 2.4.1. Le canal binaire symétrique..... | 25 |
| 2.4.2. Canal à bruit additif blanc Gaussien..... | 26 |
| 2.4.3. Canal à évanouissement..... | 27 |
| 2.5. Synchronisation du code..... | 33 |
| 2.5.1. Synchronisation grossière : l'Acquisition..... | 33 |
| 2.5.2. Poursuite du code (Code tracking)..... | 37 |
| 2.6. L'ETAT DE L'ART..... | 39 |
| 2.7.Coclusion..... | 45 |

CHAPITRE 3 ACQUISITION ADAPTATIVE HYBRIDE DU CODE PN UTILISANT UNE DIVERSITE D'ANTENNES

46

| | |
|--|---------------|
| 3.1. Introduction..... | 47 |
| 3.2. Description du système..... | 47 |
| 3.3. Formalismes mathématiques..... | 53 |
| 3.3.1. Détecteurs flous..... | 54 |
| 3.3.2. Probabilité de fausse alarme..... | 57 |
| 3.3.3. Temps d'acquisition moyen..... | 60 |
| 3.4. Résultats et discussions..... | 60 |
| 3.5. Conclusion..... | 67 |
| <i>CONCLUSION GENERALE</i> | 68 |
| <i>BIBLIOGRAPHIE</i> | 69 |

LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS

| | |
|-------|---|
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BER | Bit Error Rate |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| CA | Cell Averaging |
| CBS | Canal Binaire Symétrique |
| CCI | Co-Canal Interference |
| CDF | Cumulative Distribution Function |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CFAR | Constant False Alarm Rate |
| DLL | Delay-Lock Loops |
| DS | Direct Sequence |
| DSP | Densité Spectrale de Puissance |
| FAHAP | Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access |
| FH | Frequency Hopping |
| i.i.d | independent and identically distributed |
| I-Q | In phase-Quadrature phase |
| ISI | Inter-Symbol Interference |
| MGF | Moment Generating Function |
| OS | Order Statistics |
| Pd | Probability of Detection (Probabilité de détection) |
| Pdf | Probability density function |
| Pfa | Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme) |
| PLL | Phase Locked Loops |
| Pm | Probability Miss (Probabilité de non détection) |

| | |
|------|--|
| PN | Pseudo–Noise |
| Pnfa | Probability of not false alarm |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| SNR | Signal–to–Noise Rati |
| SS | Spread Spectrum |
| TDMA | Frequency Division Multiple Access |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunications System |
| 3G | Thirdgeneration (Troisième génération) |
| LFSR | Linear Feedback Shift Register |

Liste des figures

| Figure | Titre | Page |
|-----------------|--|------|
| 1.1 | Caractéristiques de propagation dans l'environnement multi-trajet..... | 6 |
| 1.2 | Les différentes techniques d'accès multiple..... | 8 |
| 2.1 | Transmission numérique classique : domaine spectral..... | 12 |
| 2.2 | Transmission numérique a spectre étalé : domaine spectral..... | 12 |
| 2.3 | Principe de l'étalement de spectre par séquence directe..... | 16 |
| 2.4 | Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS..... | 17 |
| 2.5 | Générateur de la séquence du code à longueur maximale..... | 19 |
| 2.6 | Générateur de la séquence du code à longueur maximale (R=3)..... | 21 |
| 2.7 | La fonction d'inter-corrélation du code..... | 23 |
| 2.8 | Structure du récepteur pour une transmission DS-SS..... | 24 |
| 2.9 | Description d'un canal binaire symétrique..... | 26 |
| 2.10 | Diagramme du canal binaire symétrique..... | 26 |
| 2.11 | Etalement temporel..... | 29 |
| 2.12 | Effet Doppler..... | 31 |
| 2.13 | Principe de l'acquisition du code..... | 35 |
| 2.14 | Structures de détecteurs : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non cohérent, (c) détecteur de la loi carré..... | 37 |
| 2.15 | Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL..... | 39 |
| 3.1 | Le modèle d'un canal sélectif en fréquence..... | 49 |
| Fig 3.2. | Schémas bloc du processeur d'acquisition..... | 51 |
| 3.3 | Structure de corrélateur..... | 52 |
| 3.4 | Mode de recherche du système d'acquisition..... | 58 |
| 3.5 | Détecteur flous CA-CFAR et OS-CFAR..... | 55 |
| 3.6 | P_d du processeur CA-FAHAP en fonction de degré de parallélisme..... | 61 |
| 3.7 | T_{acq} processeur CA-FAHAP en fonction de degré de parallélisme..... | 62 |
| 3.8 | P_d du processeur CA-FAHAP en fonction de nombre d'antennes..... | 63 |
| 3.9 | T_{acq} du processeur CA-FAHAP en fonction de nombre d'antennes..... | 64 |
| 3.10 | P_d pour CA-FAHAP et OS-FAHAP dans un environnement homogène..... | 65 |
| 3.11 | T_{acq} pour CA-FAHAP et OS-FAHAP dans un environnement homogène..... | 65 |
| 3.12 | l'effet du nombre de trajets multiples sur T_{acq} du l'OS-FAHAP..... | 66 |

LISTE DES TABLEAUX

| Tableau | Titre | Page |
|----------------|---|-------------|
| 2.1 | Caractéristiques de quelques standards de télécommunication..... | 15 |
| 2.2 | Choix des prises sur le registre..... | 20 |
| 2.3 | L'analyse chronologique des états du générateur de la figure 2.6..... | 21 |
| 2.4 | Propriété du retard de la séquence du code a longueur maximale..... | 21 |
| 2.5 | La distribution du nombre de bit 0 et 1 dans une séquence du code pour R=3..... | 22 |
| 2.6 | Comparaison des delay spread pour différents environnements..... | 29 |
| 3.1 | Les seuils, TFC pour $P_{fa H0}=10^{-3}$ | 59 |

Introduction générale

L'étalement du spectre par séquence directe occupe une place prépondérante dans les systèmes de télécommunication mobile utilisant la technique d'accès multiples par répartition de code sont les systèmes dits de troisième génération (3G). En effet, ces systèmes permettent des trafics de données diverses 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 : l'acquisition (la synchronisation grossière) et la poursuite (la synchronisation fine).

Les systèmes de téléphonie mobile de la troisième génération (3G) utilisent la technique d'accès multiples CDMA basée sur l'étalement de spectre. Cette technique offre une solution plus flexible, par rapport à celles des deux techniques TDMA et FDMA, et surtout un débit utilisateur beaucoup plus important, due à la largeur de bande allouée au signal émis, permettant ainsi des services multimédias très attractifs. En plus, l'étalement du spectre possède des qualités très avantageuses, telles que la résistance au brouillage intentionnel et surtout 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 dans le domaine militaire.

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 morphologie du terrain, des caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité, du milieu traversé, etc. C'est pour cela que, contrairement aux transmissions sur lien fixe (câble en cuivre, fibre optique par exemple) où les caractéristiques du milieu sont contrôlées, les transmissions sur lien radio-mobile ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes.

Nous proposons un nouveau système d'acquisition adaptative hybride utilisant des règles de fusion floues, nommé FAHAP (Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor).

L'acquisition hybride combine la recherche parallèle et la recherche série pour couvrir toute la région d'incertitude. Elle est considérée comme étant un compromis efficace entre la vitesse d'acquisition du code et la complexité du système du point de vue ressources matérielles.

Nous développons les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen pour un canal à évanouissement Rayleigh en présence de plusieurs cellules H1. Enfin, nous terminons cette thèse par une analyse des performances du système proposé.

CHAPITRE 1

GENERALITES

Résumé

Dans ce chapitre on présente la transmission radio mobile et les caractéristiques de la propagation dans l'environnement mobile, puis on définit les méthodes d'accès multiples.

Sommaire

1.1 INTRODUCTION.

1.2 LES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DE PROPAGATION DANS UN ENVIRONNEMENT RADIO-MOBILE.

1.3 METHODES D'ACCES MULTIPLES.

1.1. Introduction

La communication radio-mobile est évoluée en fonction des progrès dans les technologies sans fils et des besoins d'utilisateur qui doit être servis à tout moment avec une qualité acceptable pour des applications diversifiées.

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 morphologie du terrain, des caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité, du milieu traversé, etc. C'est pour cela que, contrairement aux transmissions sur lien fixe (câble en cuivre, fibre optique par exemple) où les caractéristiques du milieu sont contrôlées, les transmissions sur lien radio-mobile ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes.

Dans ce chapitre on va introduire les notions essentielles permettant de comprendre et d'appréhender le comportement du canal radio-mobile. Nous abordons les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile et quelques méthodes d'accès multiples.

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

La transmission de l'information sur la voie radio dans les systèmes mobiles s'effectue soit depuis une station de base vers un mobile, soit depuis un mobile vers la station de base. Cette transmission subit des phénomènes qui ont souvent un effet dégradant sur la qualité du signal entraînant des pertes d'informations [21].

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance (pathloss), aux atténuations induites par les obstacles qu'il trouve sur son parcours autrement dit effets de masques (shadowing) et aux évanouissements suscités par l'existence de trajets multiples (atténuations de puissance). De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages, les décalages Doppler et les retards diffèrent.

1.2.1) Atténuation due aux effets de masques

La présence des obstacles entre l'émetteur et le récepteur, se produit une sorte de perte due à la réflexion du signal sans fil, qui s'appelle « effet de masque », (shadowing), la présence d'un bâtiment, d'un mur ou d'un arbre peut entraîner une interruption complète de la réception à partir de la source du signal, Plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient des obstacles, plus ces derniers absorbent la puissance du signal, et plus l'atténuation du signal à la réception sera importante[24].

a) Vision directe (in-line-of-sight) : lorsqu'il existe un trajet direct et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

b) Non-visibilité (non-line-of-sight) : cas il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu la suit la loi de Rayleigh 1.2.2) atténuation due aux arbres.

1.2.2) Atténuation due à l'atmosphère

Dans le cadre de l'étude des effets de l'atmosphère sur la propagation du rayonnement. Lors de la propagation à travers l'atmosphère, le rayonnement électromagnétique subit une dégradation qui peut être très importante et critique et qui est liée à son interaction avec les différents constituants de l'atmosphère. Tout rayonnement électromagnétique utilisé dans n'importe quel système de communication est affecté par l'atmosphère. D'autre part, ces effets sont toutefois différents selon le système utilisé : faisceaux hertziens, micro-ondes, faisceaux laser, etc. Ainsi, la longueur d'onde du signal transmis va permettre de déterminer, de comprendre et d'optimiser les effets de l'atmosphère sur la transmission en espace libre.

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, 138GHz et 325 GHz [21].

La pluie est l'élément de l'atmosphère ayant l'effet d'atténuation le plus important sur le signal. Elle est constituée de gouttes d'eau dont la forme et le nombre sont variables dans le temps et dans l'espace. L'atténuation par la pluie est due essentiellement à l'absorption de l'énergie par ces gouttes d'eau, d'une part, et au phénomène de diffusion de l'énergie, d'autre part. Ainsi que Les flocons de neige sont

généralement plus grands que les gouttes de pluie et causent beaucoup plus de fluctuations d'intensité et une atténuation importante du signal reçu.

1.2.3) Diffraction

Dans un environnement multi-trajets, la diffraction se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et le récepteur.

1.2.4) Trajets multiples (multipaths)

La propagation en espace libre représente un cas idéal. Mais en réalité, le canal de propagation est l'endroit de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dus à la longueur du trajet).

La réflexion sur un bâtiment dépend de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets de l'onde radio. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres, presque toute l'énergie radio est réfléchi et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait). Les réflexions multiples peuvent provoquer donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multi path propagation). Elles ont pour conséquences deux effets : l'un positif, l'autre négatif [22].

a) Effet positif des multi-trajets : Communications réussies même en présence de masque (contournement des obstacles). En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de « franchir » les obstacles (montagnes, tunnels, bâtiments, parkings, souterrains...) et donc assurer une certaine continuité de la couverture radio.

b) Effet négatif des multi-trajets : Les trajets multiples dans un canal radio créent des effets d'évanouissement de petite échelle. Les trois effets les plus importants sont

- les changements rapides de l'amplitude du signal pendant un petit intervalle de distance ou de temps,
- la modulation aléatoire de la fréquence due aux effets Doppler sur différents signaux par trajets multiples,
- la dispersion du temps (les échos) provoquée par les délais de la propagation par trajets multiples.

1.2.5) Brouillages (bruits)

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales. Les sources de bruit situées à l'extérieur du système de traitement d'une part et les sources de bruit interne au système, créant un bruit propre indépendant des conditions extérieures, d'autre part. Parmi les sources de bruit internes, on distingue les perturbations de type impulsionnel engendrées par des communications de courant dans les circuits logiques, les comparateurs, les interrupteurs électroniques etc..., et le bruit de fond produit dans les câbles et les composants électroniques par des mécanismes statistiques électriques. Alors que les influences des bruits du premier groupe peuvent être réduites, voire éliminées, le bruit de fond est malheureusement irréductible. Il résulte pour l'essentiel du déplacement brownien des particules électriques en équilibre thermodynamique ou sous l'influence des champs appliqués. Ce type de bruit est assimilable à un processus stationnaire qui est caractérisé par trois composantes principales qui sont :

- Le bruit thermique (thermal noise).
- Le bruit de grenaille (shot noise).
- Le bruit additif de basse fréquence.

1.2.6) Interférences

Les interférences sont certainement l'un des problèmes les plus importants à prendre en compte dans la conception, la mise en place et l'exploitation des systèmes de communication radio. Du fait de la croissance très rapide des systèmes de communication, il devient actuellement quasiment impossible de mettre en place un système n'ayant pas à faire à ces interférences. Dans les systèmes à réutilisation des fréquences, comme les réseaux cellulaires par exemple, les interférences sont présentes de façon permanente et souvent importante (cas des environnements à forte densité de trafic).

Dans un système radio-mobile, les liens radio sont affectés par deux types d'interférences : les interférences intersymboles et les interférences co-canal.

a) Les interférences intersymboles : Dans un système numérique, particulièrement s'il fonctionne à un débit binaire élevé, la dispersion des retards (delay spread) fait que chaque symbole (ou unité d'information) chevauche le précédent et les subséquents [4], d'où le phénomène d'interférence intersymboles (Intersymbole Interference, ISI)

b) Les interférences co-canal : lorsque les signaux émis sur une fréquence f_i sont brouillés par d'autres signaux émis sur la même fréquence, il y a interférence co-canal (Co-Canal Interference, CCI) comme indiqué sur la figure 1.4. Ce phénomène se produit de façon importante dans les systèmes à réutilisation de fréquences comme les réseaux cellulaires par exemple [15].

La **figure1.1** représente l'environnement multi-trajet

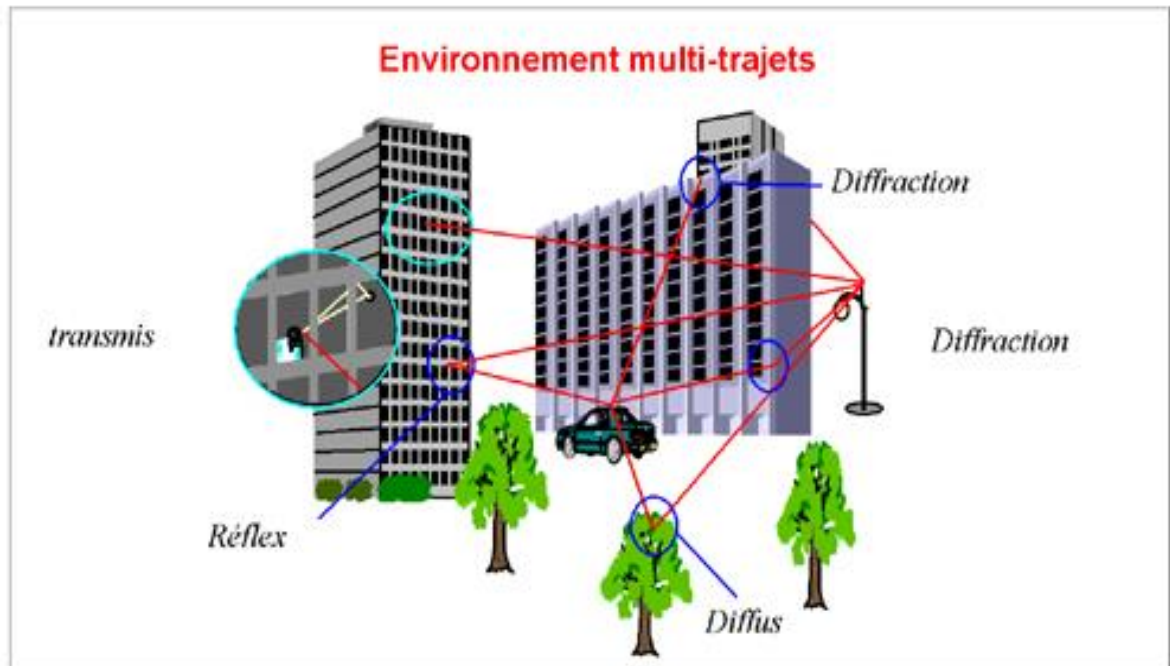


Figure 1.1 : Caractéristiques de propagation dans l'environnement multi-trajet

1.3 Les méthodes d'accès multiples

Les systèmes de télécommunication mobile étaient initialement conçus en affectant, à chaque couple station de base-terminal mobile, un canal de transmission physique, donc une ressource fréquentielle. Le spectre radio constitue une ressource tellement rare et précieuse, qu'on ne permet pas de garder une connexion permanente entre le terminal mobile et la station de base.

La solution est d'utiliser une stratégie de partager cette ressource entre les divers usagers, ce partage doit être optimisé en vue de maximiser la capacité des usagers supportés. Des techniques d'accès multiple sont alors mises en place pour permettre à plusieurs utilisateurs de partager efficacement la bande radio disponible [4]. Ces techniques sont divisées en

- Accès Multiple par Répartition en Fréquence (FDMA),
- Accès Multiple par Répartition dans le Temps (TDMA),
- Accès Multiple par Répartition de Code (CDMA).

1.3.1. Accès Multiple par Répartition en Fréquence (FDMA)

Basée sur la technique de multiplexage, le FDMA permet d'allouer à chaque utilisateur un canal avec une bande de fréquence unique. Dans ce cas, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la durée d'une communication. La suppression d'Interférence d'Accès Multiple (IAM) est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini.

1.3.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (TDMA)

Beaucoup de systèmes de communication numérique comme le GSM européen utilisent cette technique, le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, appelés Times slots, de durée T_{slot} pendant lequel une station mobile (MS) peut communiquer avec la station de base (BS). L'allocation des intervalles de temps aux différents usagers se fait périodiquement (TTDMA) est chacun est affecté un certain nombre d'intervalle par trame TDMA numérotés par un indice TN. Par conséquent, un canal physique est consisté par la répartition périodique d'un intervalle dans la trame TDMA sur une fréquence donnée. Afin de ne pas engendrer d'IAM il faut respecter strictement l'intervalle de temps accordé pour la transmission.

1.3.3 Accès Multiple à Répartition de Code (CDMA)

L'AMRC, plus fréquemment désigné par le signe anglais CDMA permet de multiplexer les signaux de plusieurs utilisateurs et de les transmettre sur la même bande et les mêmes intervalles temporels.

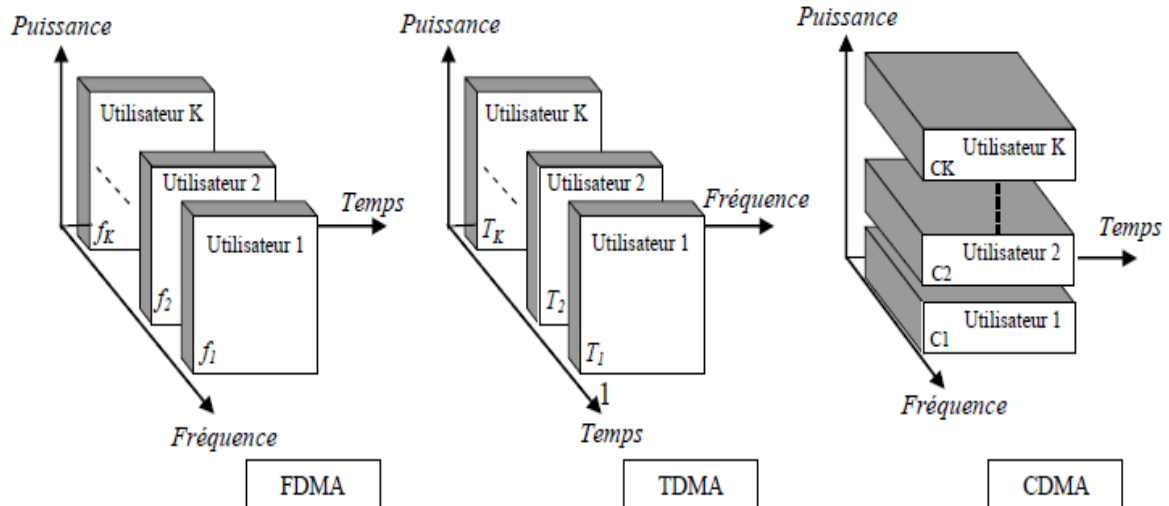


Figure 1.2: Les différentes techniques d'accès multiple.

Le signal produit par un utilisateur est multiplié par un code, dit code d'étalement, code unique par utilisateur, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs, la réduction de IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de codes strictement orthogonaux. En effet, contrairement aux techniques TDMA, FDMA, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalle de temps disponible, fréquence ou bande passante) mais par la capacité à générer un maximum de codes sous la contrainte d'orthogonalité.

La technique d'étalement de spectre est utilisée pour affecter à chaque utilisateur un code, ou séquence, qui permet d'étaler le spectre du signal, après codage, sur toute la largeur de la bande de fréquence disponible. De ce fait deux caractéristiques importantes caractérisent le CDMA :

- Le signal CDMA peut être confondu avec le bruit du canal et sera donc difficilement détectable par un utilisateur non concerné,
- Le signal étalé est résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence.

Étalement de Spectre

La technique d'étalement de spectre a été réservée au départ aux applications militaires grâce à son immunité contre les interférences et les blocages pour garantir une transmission de données numériques confidentielles. Actuellement cette technique est adoptée pour des applications civiles, comme les systèmes de télécommunication

mobile. La technique d'étalement de spectre consiste à disperser le signal dans un spectre élargi, de façon que le signal ait une densité spectrale d'énergie inférieure à celle du bruit éventuel, tout en conservant la même énergie globale.

Étalement de Spectre à sauts de fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) : Cette technique consiste à faire varier la fréquence du signal porteuse, les chips qui composent la séquence de code associée à chaque utilisateur, sont transmises à des fréquences différentes. Il existe deux techniques de saut SFH-SS et FFH-SS : la technique lente SFH-SS (Slow Frequency Hopping Spread Spectrum) où un ou plusieurs bits de données sont transmis à la même fréquence, et la technique rapide FFH-SS (Fast Frequency Hopping Spread Spectrum) où un seul bit est utilisé pour plusieurs sauts de fréquence.

Étalement de Spectre à sauts de temps TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum) : Cette technique consiste à affecter à un usager donné toute la bande de fréquence pendant une durée de temps déterminée T . La position de cette dernière dans la trame est choisie d'une manière aléatoire, pendant les autres T , les ressources sont libérées pour les autres usagers.

Étalement de Spectre à séquence directe DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) : Cette technique affecte à un usager toute la bande de fréquence pendant toute la conversation, ceci en multipliant les données transmises par un code dont le débit est supérieur à celui des données.

Combinaison de la DS-SS et la FH-SS ou système hybride : Pour chaque canal à saut de fréquence, un code est multiplié par le signal de données. Il est très peu probable que deux utilisateurs partagent la même fréquence dans un même temps.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une idée générale sur la transmission radio-mobile, ainsi que les caractéristiques de propagation dans un environnement mobile, et on a présenté les définitions de quelques méthodes d'accès multiples.

CHAPITRE 2

PRINCIPE DE L'ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE

Résumé

Dans ce chapitre on présente le principe de l'étalement de spectre, et certains modèles de canaux de transmission notamment les canaux à évanouissement qui seront utilisé dans le chapitre suivant.

Sommaire

2.1 INTRODUCTION.

2.2 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DE SPECTRE.

2.3 ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE.

2.4 CANAUX DE TRANSMISSION.

2.5 SYNCHRONISATION DU CODE.

2.6 CONCLUSION.

2.1. Introduction

Dans les systèmes de communication modernes, le spectre étalé, joue un rôle de plus en plus important jour après jour dû à ses avantages inhérents comme l'immunité et également le dû de bruit ses applications pratiques comme des communications mobiles dans CDMA [22].

Cette technique utilise l'étalement de spectre par séquence directe afin de permettre la transmission simultanée de signaux issus de plusieurs utilisateurs à l'intérieur d'une même bande de fréquence, tout en assurant un taux d'interférences inter-utilisateurs assez faible.

Dans ce chapitre, nous présentons la technique d'étalement de spectre, en particulier celle utilisant une séquence directe (DS-SS, Direct Séquence–Spread Spectrum), nous donnons quelques modèles de canaux de transmission, puis nous introduisons quelques stratégies d'acquisition du code PN.

2.2. Principe de l'étalement de spectre

C'est une technique où un signal est transmis sur une bande passante considérablement plus large que l'ensemble des fréquences composant le signal original, ce qui est considéré comme une forme de modulation de signal utile.

Cette technique repose sur le codage de l'information avec une séquence aléatoire (Pseudo Noise PN). La conséquence de ce codage est l'étalement de la densité spectrale de puissance (DSP) sur une plus grande largeur de bande comme montre les figures 2.1 et 2.2 :

Où : F_s : 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 $F_c = L_c F_s$.

Le signal transmis se comporte alors comme du bruit vis-à-vis des autres utilisateurs qui travaillent en bande étroite ou de ceux qui ne possèdent pas le code.

Il existe deux techniques de base de la modulation à étalement du spectre [12]: l'étalement par sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) [15] et l'étalement par séquence directe (DS : direct sequence). Notons que cette dernière est la plus utilisée dans les transmissions de type CDMA. Dans ce cas, on parle de transmission DS-SS-SS, dont le principe sera détaillé dans les sections suivantes.

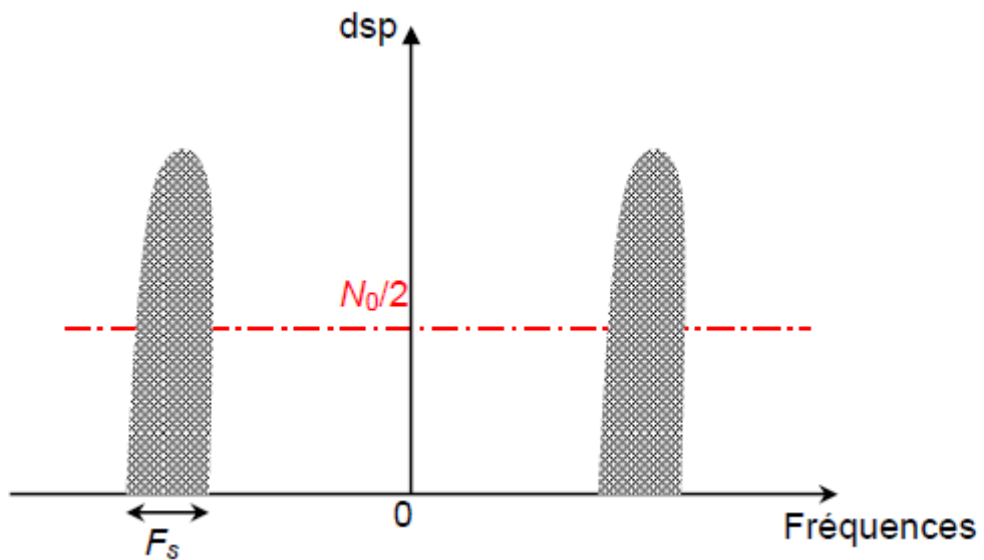


Figure 2.1: Transmission numérique classique : domaine spectral.

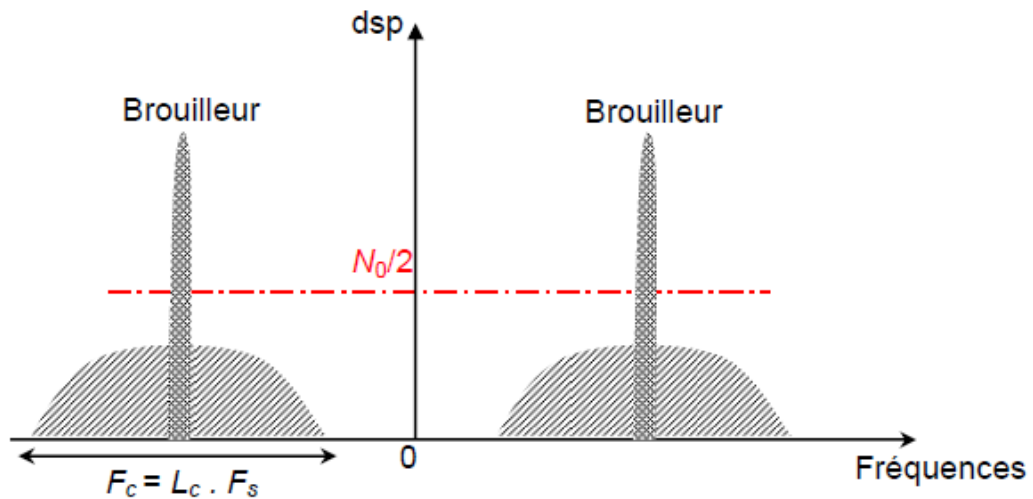


Figure 2.2: Transmission numérique à spectre étalé : domaine spectral.

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).

2.2.1. Historique

En 1941 l'actrice Hedy Lamar et le compositeur George Antheil ont déposé le premier brevet sur la technique de l'étalement de spectre.

En 1948 Shannon et Hartley publient une équation établissant que la capacité maximale d'un canal de communication (c'est-à-dire ; le débit maximal d'un canal) pour transmettre une information sans erreur est proportionnelle à la bande passante de ce canal et au logarithme du rapport signal à bruit exprimé en termes de puissance, sous réserve d'un procédé de codage adapté.

En 1950 Shannon publie les principes de l'étalement du spectre ultérieurement utilisé par l'armée américaine.

C'est dans les années 90, avec l'avènement des télécommunications mobiles, que l'étalement de spectre est utilisé pour le partage de ressources (l'accès multiples) : l'implémentation du CDMA pour les communications cellulaires est étudiée, puis standardisée sous la norme IS-95 en 1993.

2.2.2. Pourquoi étaler le spectre :

Considérons le théorème de Shannon et Hartley concernant la capacité d'un canal de communication :

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

Dans cette équation, C représente la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bit/s ou bps), 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 étant la bande passante du canal en Hertz et $\frac{S}{N}$ le rapport de puissance signal/bruit.

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 à bruit de façon logarithmique.

A capacité maximale donnée (capacité maximale souhaitée), on peut réduire la bande et/ou diminuer le rapport signal à bruit en admettant un taux d'erreur non nul.

Les erreurs peuvent être soit tout simplement ignorées soit corrigées par l'utilisation de protocoles de transmission de niveau supérieur. Au niveau de la formule, en fonction du type de bruit et du procédé de codage/décodage, on peut intégrer le BER sous la forme de l'addition d'une constante au rapport signal sur bruit.

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 à bruit faibles, voire très faibles.

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

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

Si la puissance du signal est inférieure à la puissance du bruit, on peut simplifier et linéariser l'expression (2.1), en appliquant le développement en série de MacLaurin de $\ln(1+x)$:

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

Puisque l'étalement du spectre permet un rapport $\frac{S}{N}$ très faible et que la puissance du signal utile pouvant être inférieure au niveau du bruit. Pour un $\frac{S}{N} \ll 1$, l'équation (2.1) devient alors :

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

Et par approximation on obtient :

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

La dépendance capacité/rapport signal à bruit est approximativement linéaire.

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. Ceci permet en téléphonie de maintenir une

qualité de service sensiblement égale pour tous, (plutôt qu'une dépréciation totale pour un utilisateur) ajustable et relativement facile.

2.2.3. Exemple d'application

Le tableau (2.1) va nous montrer que l'étalement du spectre par séquence directe DS SS est la technique CDMA la plus utilisée dans les systèmes 3G pour plusieurs raisons dont sa simplicité et les coûts relativement bas comparés aux autres techniques telles que : FH CDMA et TH CDMA.

| Standard | Bande de fréquence (MHz) | Débit (bps) | Technique d'accès | Facteur d'étalement |
|-----------|-------------------------------------|---------------------|-------------------|--------------------------------|
| IS -95 | 824-849 869-894 | 1.2288M | DS-CDMA | 265 |
| BLEUTOOTH | 2400-2483.5 | 1M | FH-CDMA | 79 |
| UMTS | 1900-2025 2110-2200 | 3.84M | DS-CDMA | 4,8,.....,256 |
| CDMA2000 | 824-849 869-894 | 1.22883M 3.6864M | DS-CDMA | 4,8,.....,128 4,8,.....,256 |
| WLAN | 2400-2484 | 11M | DS-CDMA | 13 |
| ZIGBEE | 868-868.6 902-928 2400-2483.5 | 20k 40k 250k | DS-CDMA | 1 10 16 |

Tableau 2.1: Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.

2.3. Etalement de spectre par séquence directe

Cette technique consiste à multiplier chaque symbole informatif de période symbole T_s par une séquence pseudo-aléatoire entière, dont les éléments ou chips ont une période T_c (période chip) beaucoup plus faible que T_s . La longueur L_c de la séquence PN et la période chip T_c sont deux caractéristiques importantes des transmissions DS-SS.

Dans la **figure 2.3**, 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 PN est plus grande que T_s [18]. Toutefois, nous nous limitons aux cas où la durée de la séquence PN est égale à la période symbole. Dans le cas où les symboles et les séquences sont bipolaires ($\in \{-1, +1\}$), étaler le signal informatif par séquence directe revient à remplacer chaque symbole par la séquence PN ou son complément à 1 selon le signe du symbole à transmettre.

La **figure 2.3** résume le principe.

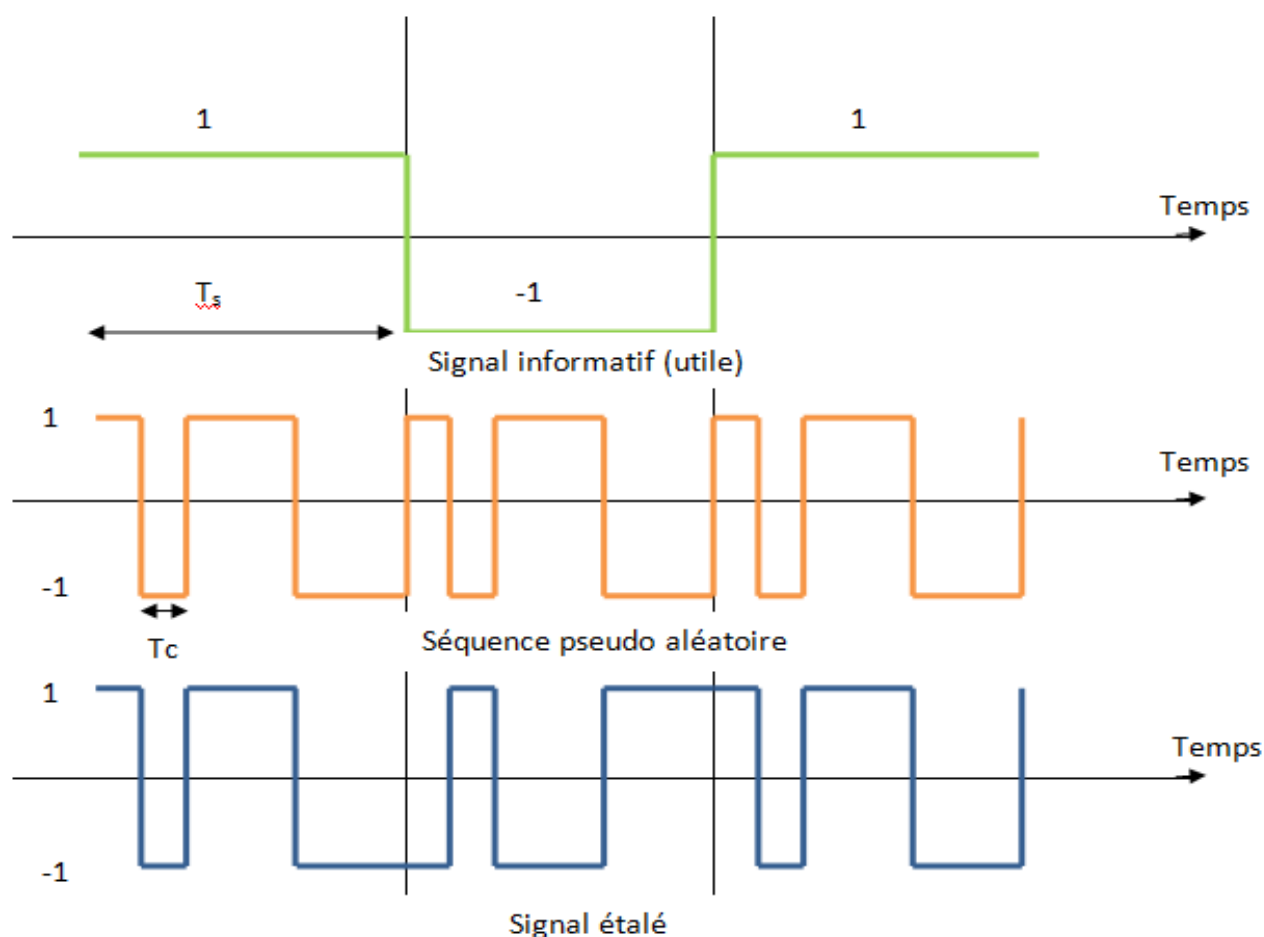


Figure 2.3: Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

2.3.1. Modélisation de signal au niveau de l'émetteur

La figure 2.4 illustre la structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS :

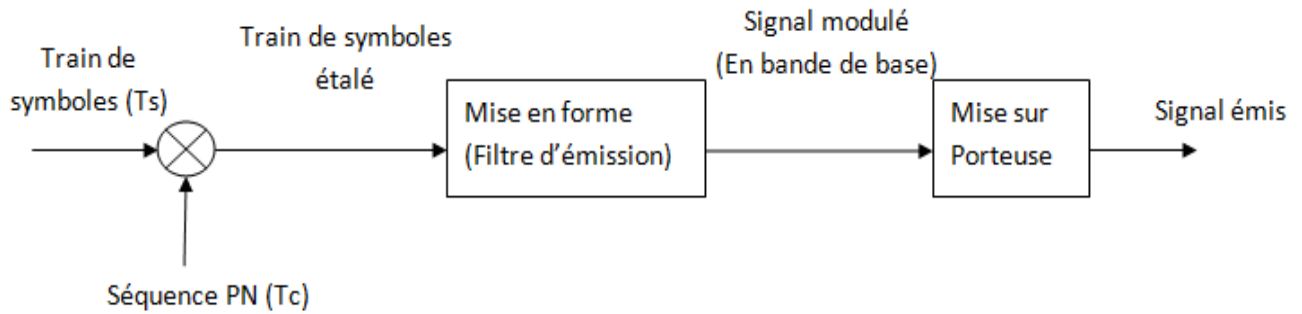


Figure 2.4: Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.

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. 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 d'étalement PN, ω_c la porteuse et θ la phase initiale du signal. La relation entre la durée du bit de la donnée et la durée d'un chip est : $T_s = L_c T_c$. Nous pouvons alors exprimer $c(t)$ et $b(t)$ de la manière suivante:

$$C(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c^{(i)} p_{T_c}(t - iT_c) \quad (2.7)$$

$$b(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c^{(j)} p_T(t - jT) \quad (2.8)$$

Où $c^{(i)}$, $b^{(j)}$ prennent des valeurs de l'ensemble $\{-1, +1\}$ $p_{T_c}(t)$ et $p_T(t)$ 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

Les communications qui nous intéressent sont les communications radio-mobile. Suivant les caractéristiques de la communication, un choix sur les codes doit être fait. Ce choix résulte d'un compromis entre la suppression des interférences inter-

utilisateurs, obtenue grâce à la propriété d'orthogonalité des codes, et le traitement de la diversité, facilité par l'utilisation de codes ayant de bonnes propriétés en bande de base et d'auto-corrélation.

En communication synchrone, les messages des utilisateurs sont émis dans le canal sans retard relatif. Lorsque le récepteur est synchronisé sur le message reçu, la séparation des utilisateurs peut être faite grâce à ces codes orthogonaux, les codes de Walsh-Hadamard sont dans ce cas les codes les plus utilisés [7].

Lorsque la communication est asynchrone, cas de communication le plus délicat, les messages sont émis avec des retards relatifs qui ne sont pas connus a priori. Dans ce cas, ces codes ne sont plus utilisés, car ils perdent leurs propriétés d'orthogonalité quand ils sont décalés les uns par rapport aux autres. Parmi les codes les plus utilisés pour ce type de communications asynchrones : les codes Gold.

2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement pseudo aléatoire

Les séquences pseudo aléatoire (Pseudo Noise : PN) répondent aux propriétés de corrélation et d'orthogonalité que doivent valider les codes utilisables dans les systèmes CDMA. Comme leur nom l'indique (Pseudo aléatoires) ces codes ne sont pas complètement aléatoires, car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés.

Un registre à décalage binaire, comme celui décrit à la figure 2.5 représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes PN. Son fonctionnement est le suivant : 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.

Le nombre maximum d'états possibles est de $L = 2^R - 1$, donc quelles que soient les valeurs initiales, on trouve ces mêmes valeurs après un nombre fini de temps d'horloge (jamais supérieure à 2^R). Dans le cas où la valeur de la période de la séquence est maximale, c'est-à-dire égale à L , la séquence générée par le registre à décalage de

types LFSR (Linear Feedback Shift Register) est appelée m-séquence ou séquence à longueur maximale [4].

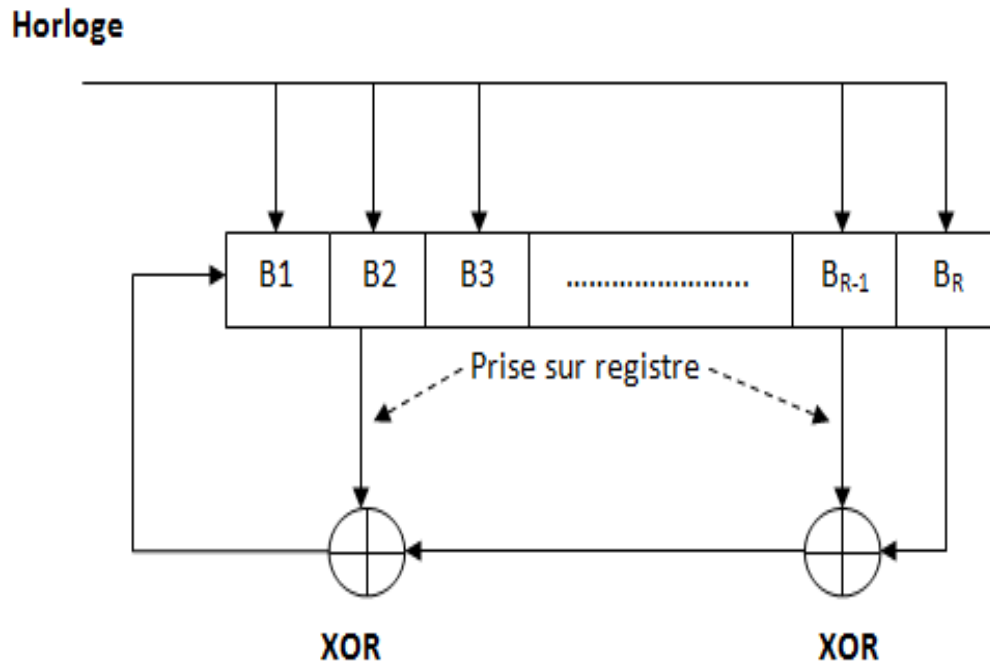


Figure 2.5: Générateur de la séquence du code à longueur maximale.

Les prises sur le registre peuvent être choisies de la façon suivante :

| <i>R</i> | <i>Prises</i> |
|----------|--|
| 3 | [1, 3] |
| 4 | [1,4] |
| 5 | [2,5][2, 3, 4,5][1, 2, 4,5] |
| 6 | [1,6][1, 2, 5,6][2, 3, 5,6] |
| 7 | [3,7][1, 2, 3,7][1, 2, 4, 5, 6,7][2, 3, 4,7][1, 2, 3, 4, 5,7][2, 4, 6,7][1,7][1, 3, 6,7][2, 5, 6, 7] |
| 8 | [2,3, 4,8][3,5, 6,8][1,2, 5, 6, 7,8][1, 3, 5,8][2, 5, 6,8][1, 5, 6,8][1, 2, 3, 4, 6,8][4, 5, 8,9] |
| 9 | [4,9][3, 4,6, 9][4, 5, 8,9][1, 4, 8,9][2, 3, 5,9][1, 2, 4, 5, 6,9][5, 6, 8,9][1, 3, 4, 6,7,9][2,7,8,9] |

Tableau 2.2: Choix des prises sur le registre.

Les séquences binaires à longueur maximale doivent avoir les propriétés principales suivantes :

- 1) Le registre à décalage va passer par toutes les combinaisons possibles de « 0 » et de « 1 » sauf la combinaison [0 0 0 ...0] qui est interdite car elle constitue une combinaison de blocage
- 2) Le nombre de prises doit être pair.
- 3) Est périodique de période $L_c = 2^R - 1$ (conséquence de 1)
- 4) L'opération XOR d'une version décalée de celle-ci ($0 < \text{décalage} < L_c$) donne une autre version de cette même séquence. Un exemple élémentaire d'un tel générateur ($R=3$, prises sur les bascules 1 et 3) est représenté sur la figure 2.6. L'analyse chronologique de ses états et la démonstration de la propriété 5 sont données dans les tableaux 2.3 et 2.4, respectivement.

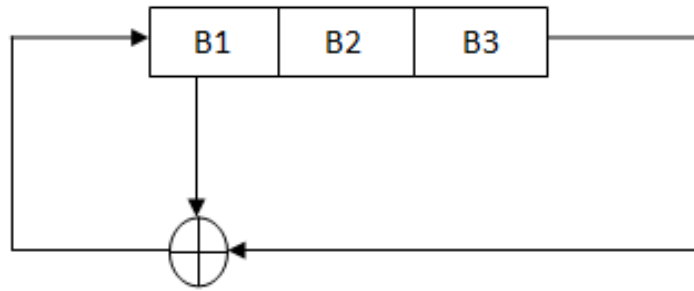


Figure 2.6: Générateur de la séquence du code à longueur maximale (R=3)

| B1 | B2 | B3 |
|----|----|----|
| 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

Tableau 2.3: L'analyse chronologique des états du générateur de la Fig. 2.6.

| | |
|-------------------------|---------------|
| C(n) | 1 1 1 0 1 0 0 |
| C (n+4) | 1 0 0 1 1 1 0 |
| C(n) xor C (n+4) | 0 1 1 1 0 1 0 |

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

5) 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 Hamming est de $2^{3-1}=4$.

6) Les nombres des bits à 1 et à 0 doivent être distribués d'une manière déterministe. En d'autre terme, dans une période de la séquence du code de longueur maximale $L_c=2^R-1$, il existe exactement : aucune série de « 0 » de longueur R, une seule série de « 1 » de longueur R, une série de « 0 » de longueur R-1, aucune série de « 1 » de longueur R-1, 2^{R-p-2} série de « 0 » de longueur P, 2^{R-p-2} série de « 1 » de longueur P. Le tableau 2.5 illustre cette distribution pour R=6 ($L_c=2^5-1=63$).

| Longueur de la série | Série de bit de 1 | Série de bit de 0 | Nombre total de bits |
|----------------------|-------------------|-------------------|----------------------|
| 6 | 1 | 0 | 6 |
| 5 | 0 | 1 | 5 |
| 4 | 1 | 1 | 8 |
| 3 | 2 | 2 | 12 |
| 2 | 4 | 4 | 16 |
| 1 | 8 | 8 | 16 |
| | | | 63 |

Tableau 2.5: La distribution du nombre de bits 0 et 1 dans une séquence du code pour R=6

7) La propriété la plus importante des séquences du code est leur fonction d'auto-corrélation périodique

$$R_{cc}(\tau) = \frac{1}{L_c T_c} \int_{L_c T_c} c(t)c(t + \tau) dt \quad (2.9)$$

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 $R_{cc}(\tau) = -1/L_c T_c$ $\leq \tau < L_c T_c$ pour, ce qui correspond aux valeurs minimales.

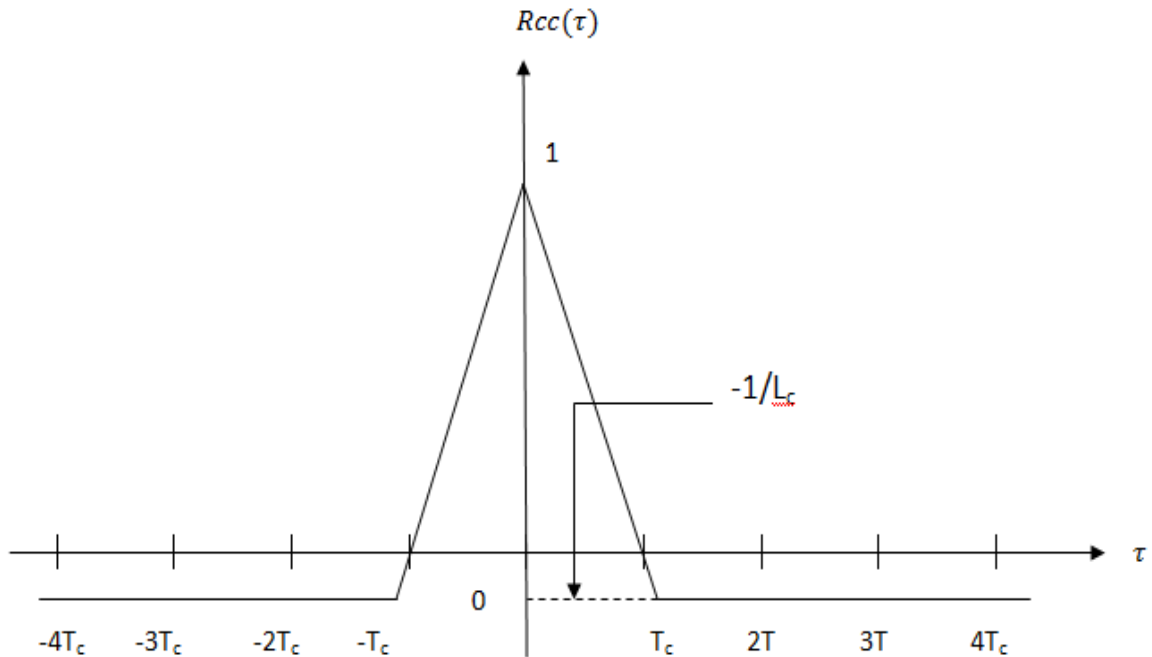


Figure 2.7: La fonction d'inter-corrélation du code.

2.3.4 Dé-étalement en réception

Au récepteur, l'opération de dé-étalement est réalisée en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudo-aléatoire $c(t)$ que celui appliqué à l'entrée, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux multipliés sont synchronisés (un décalage d'un seul chip empêche la régénération de l'information). En effet, l'influence du code pseudo-aléatoire est ainsi éliminée.

La figure 2.8 illustre la structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

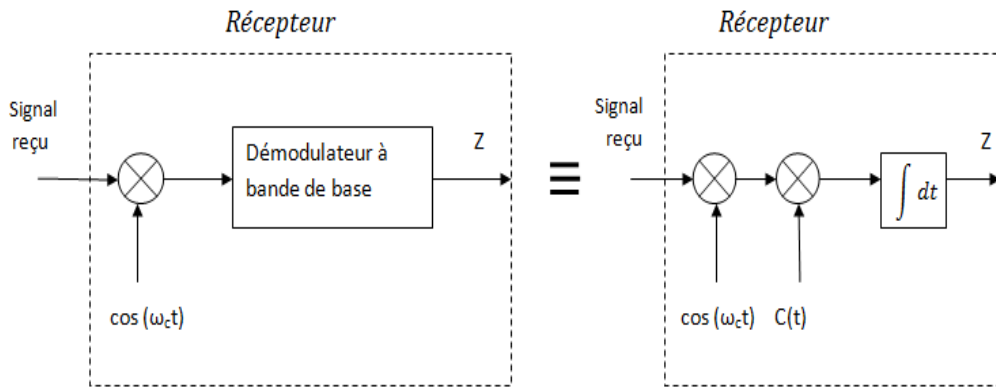


Figure 2.8: Structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

L'expression du signal reçu au niveau du 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 $2N_0$, τ est le délai relatif entre le signal reçu et le début de la séquence de dé-étalement au niveau du récepteur. Le délai τ et le déphasage initial θ sont modélisés comme étant des variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, T_s)$ et $[0, 2\pi)$ respectivement.

Le récepteur utilisé (voir figure 2.8) 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

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

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 :

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

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

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

Où $b^{(0)}$ est le bit reçu.

2.4 Canaux de transmission

2.4.1 Le canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique est un canal discret sans mémoire, dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis, il est caractérisé par la probabilité d'erreur p qu'au cours de la transmission un bit (0 ou 1) soit modifié en son opposé. Ces modifications se produisent indépendamment sur chacun des bits transmis.

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

$$\text{Prob}(y_k=0 | a_k=1) = \text{Prob}(y_k=1 | a_k=0) = p \quad (2.16)$$

$$\text{Prob}(y_k=0 | a_k=0) = \text{Prob}(y_k=1 | a_k=1) = 1-p$$

On résume le fonctionnement de du CBS sous forme de diagramme dans la figure 2.10

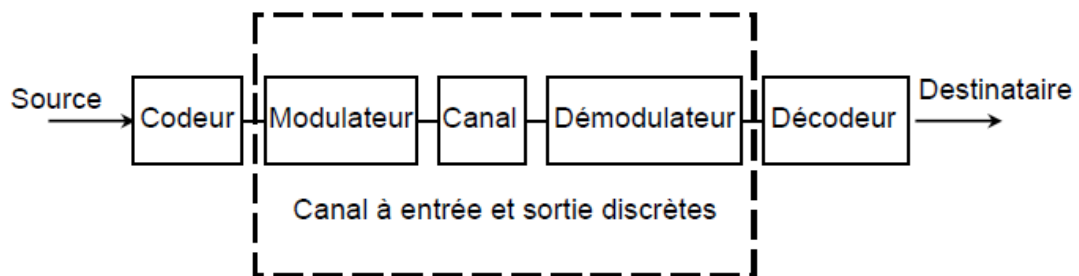


Figure 2.9: Description d'un canal binaire symétrique

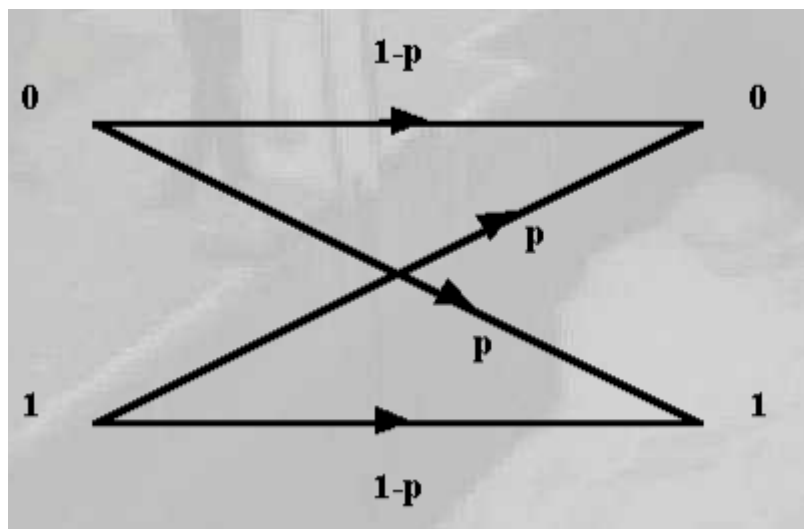


Figure 2.10: Diagramme du canal binaire symétrique

2.4.2 Canal à bruit additif blanc Gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit

thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.17)$$

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

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

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 (voir figure 1.1).

Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins [1].

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 [7].

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 2.11). 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.

$$\text{Delay spread } (T_m) = \frac{\text{Trajetlepluslong} - \text{Trajetlepluscourt}}{c}$$

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...). 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 [9].

| Type d'environnement | Delay spread en μs |
|----------------------|-------------------------------|
| 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.

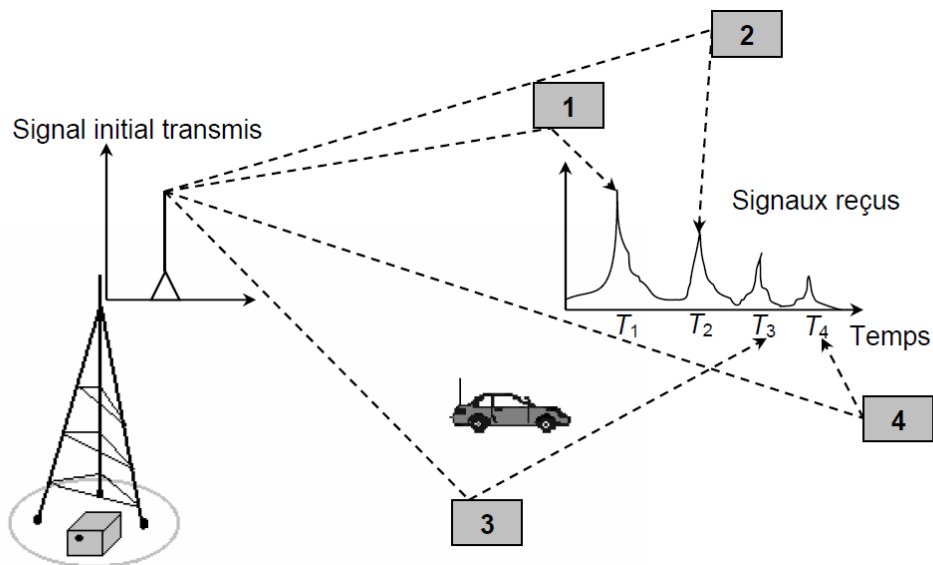


Figure 2.11: étalement temporel

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 : $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. 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 [18].

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 (comme le montre la figure 2.12), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement [17]. 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.

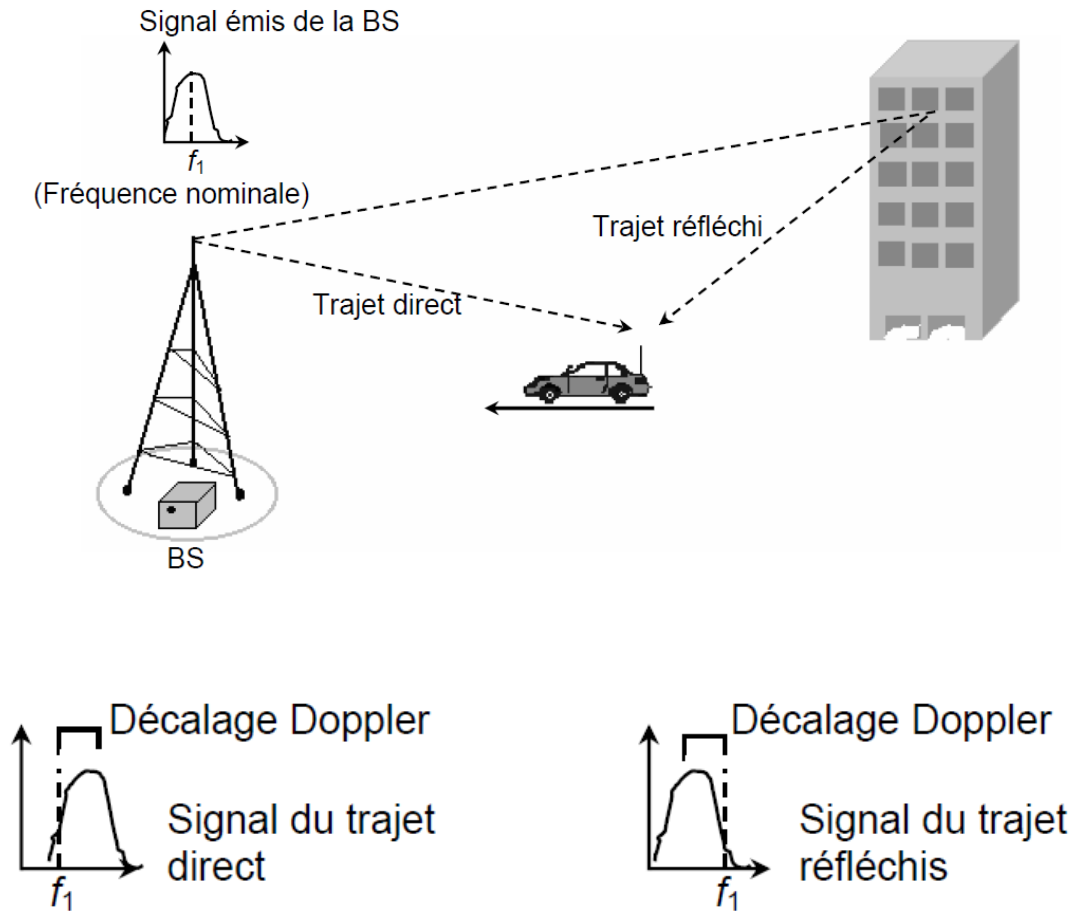


Figure 2.12: Effet Doppler

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

$$T_{coh} \sim \frac{1}{B_m}$$

L'effet Doppler peut être vu comme un effet de décorrélation temporel des trajets multiples et est souvent appelé effet d'évanouissement en temps (time selective fading effect).

On note T_s la période symbole, pour éviter la sélectivité en temps il faut respecter donc la contrainte : $T_s \ll T_{coh}$

Pour garantir le non sélectivité, à la fois en fréquence et en temps, il faut tout simplement respecter la condition :

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

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.

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 :

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

Où le bruit complexe est représenté par $n(t)$, α_i et τ_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 [6] justifie la possibilité de les grouper en L_p paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_ℓ pour un retard moyen τ_ℓ , donnant au signal reçu l'expression suivante :

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

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

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell s_{k-\tau_\ell} + n_k \quad (2.22)$$

Alors que la phase de α_ℓ 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 α_ℓ suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma^2_{\alpha_\ell}$ et sa densité de probabilité est de la forme :

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

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:

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

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

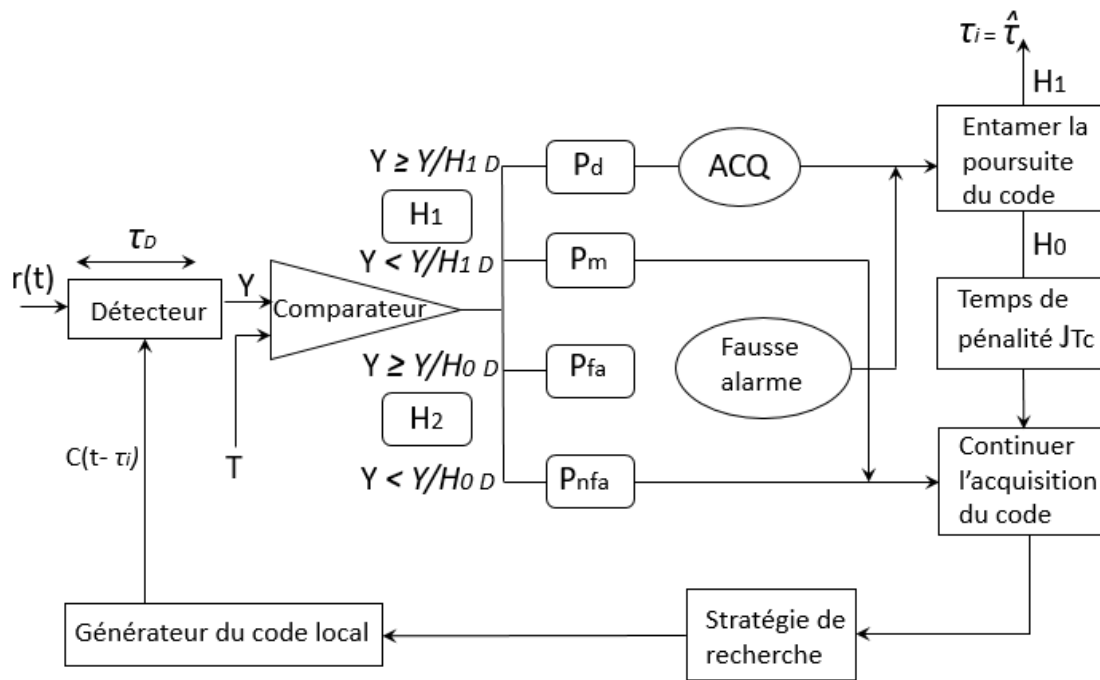
2.5 Synchronisation du code

Pour que le système de communication du spectre étalé fonctionne normalement, il faut que la séquence PN générée localement au récepteur soit synchronisée à celle du générateur de l'émetteur à la fois dans sa fréquence et sa phase. Cette opération est réalisée en deux étapes :

- La synchronisation grossière ou acquisition, qui permet de synchroniser le récepteur sur l'émetteur avec un certain degré de précision.
- La poursuite du code (code tracking), qui effectue et maintient une synchronisation fine entre l'émetteur et le récepteur.

2.5.1. Synchronisation grossière : l'Acquisition

L'objectif de l'acquisition du code initial est d'obtenir une synchronisation grossière entre le récepteur et le signal transmis. Dans un système à spectre étalé à séquence directe (DS-SS), ceci correspond à la phase correspondante de la phase du signal étalé de référence dans le déségreveur à la séquence d'étalement dans le signal reçu. Il existe plusieurs techniques d'acquisition telles que la recherche en série, la recherche parallèle, la détection multidwell et l'acquisition de filtres adaptés. Le principe d'acquisition repose sur une évaluation de corrélation entre le signal reçu et le code PN généré localement. Ceci est réalisé par la multiplication du signal reçu par des versions décalées du code local (un détecteur est employé pour réaliser cette opération). 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 » [1].



H_1 : les codes sont synchronisés

H_0 : les codes sont non synchronisés

P_d : la probabilité de détection

P_m : la probabilité de non détection

P_{fa} : la probabilité de fausse alarme

P_{nfa} : la probabilité de non fausse alarme

τ_D : le temps d'observation

T : le seuil

Figure 2.13: Principe de l'acquisition du code

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

- **Recherche série :** la première stratégie de recherche que nous considérons est la recherche série (serial search). Dans cette méthode, le circuit d'acquisition essaye de changer progressivement la phase de la séquence locale du code (la séquence au niveau du récepteur) et de tester toutes les phases possibles une par une (de manière série) jusqu'à ce qu'un alignement de la phase soit détecté. Pour aligner les codes, la séquence locale est décalée par un pas fixe de longueur ΔT_c , où $\Delta^{-1} = 1, 2, 4$.

L'avantage de cette structure de recherche est bien évidemment son côté économique, c'est-à-dire ; la complexité du circuit pour la recherche sérielle est basse. Par contre, le temps d'acquisition complet est souvent élevé (acquisition lente).

- **Recherche parallèle** : dans cette stratégie de la recherche, nous testons simultanément toutes les phases possibles. Cela permet un gain sur le temps de l'acquisition (acquisition rapide), mais en contre partie, le nombre de ressources matérielles devient très excessif si on utilise des codes longs.
- **Recherche hybride** : c'est une combinaison du schéma série et du schéma parallèle. Elle permet de faire un compromis entre la vitesse de l'acquisition et la complexité du système.

Structures du détecteur

Le détecteur joue un rôle fondamental dans le processus de l'acquisition. Il permet de détecter, avec un degré de précision élevé, la présence des cellules H_1 ou H_0 . La corrélation du signal est calculée sur une période déterminée de temps τ_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 (noncoherent detection). Ces deux types de détecteurs sont représentés sur la figure 2.14 (a et b).

Notons que dans la plupart des travaux présentés dans la littérature traitant le problème de l'acquisition du code utilisent une détection non-cohérente [13 19]. Cependant, certaines approches avec une détection cohérente sont étudiées dans [2]. Un autre type de structure est le détecteur de la loi carrée (square-law detector), (voir figure 2.14) considérée dans [8 11].

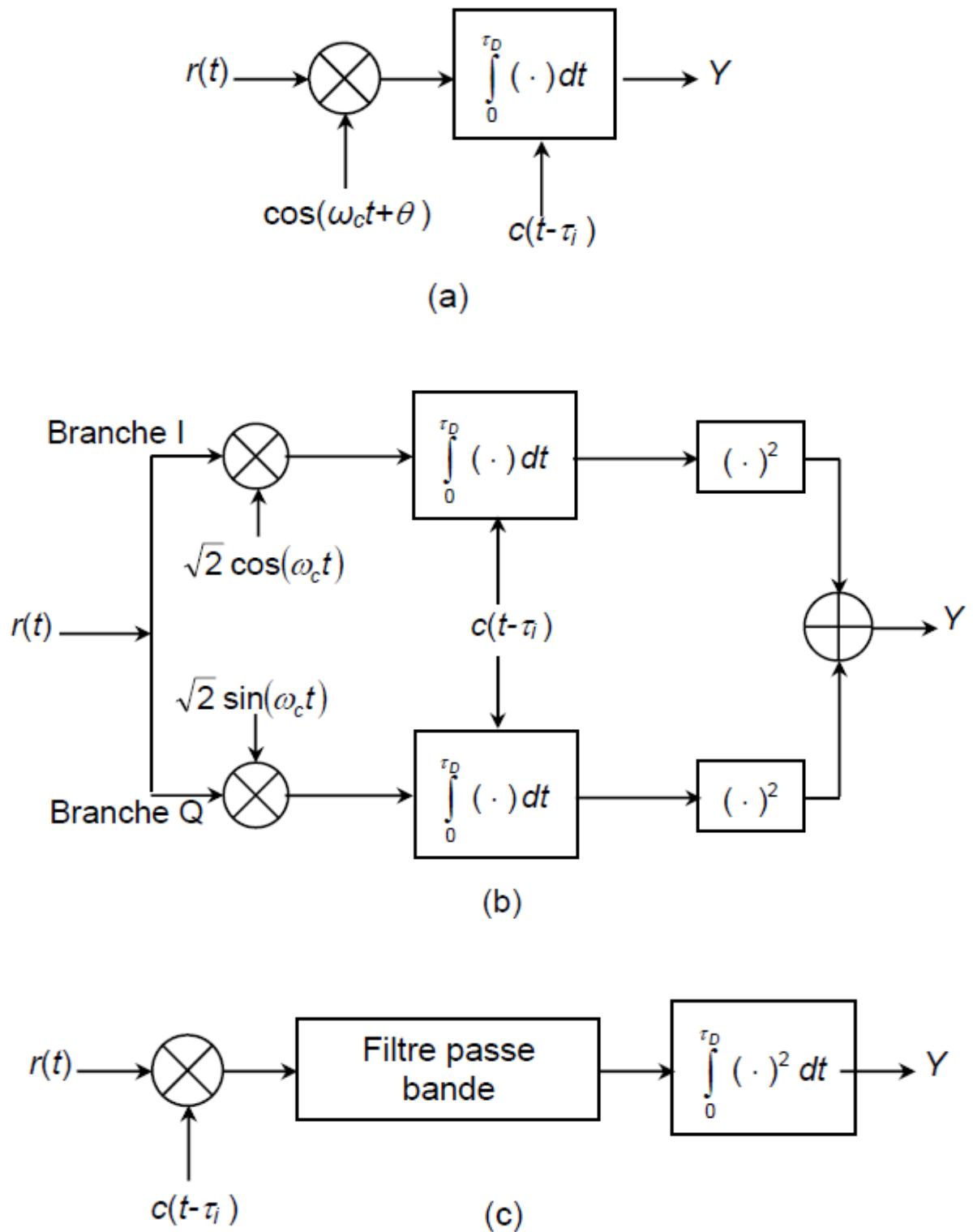


Figure 2.14: Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non cohérent, (c) détecteur de la loi carrée

Dans les trois cas, la variable de décision Y 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 :

$$P_d = P_r \{ Y \geq T \mid H_1 \} \quad (2.25)$$

Sinon, la cellule H_1 sera ratée avec une probabilité miss P_m (voir figure 2.12).

$$P_m = P_r \{ Y < T \mid H_1 \} \quad (2.26)$$

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} ou la désynchronisation est détectée correctement avec une probabilité P_{nfa} (voir la figure 2.14) [1].

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

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

En général, une fausse alarme génère une augmentation dans le temps d'acquisition. En effet, l'opération de la poursuite du code sera alors activée mais le système va vite s'apercevoir qu'il s'agit au faite d'une fausse acquisition. Dans ce cas, il redonne la main au processus d'acquisition pour reprendre la recherche après un certain temps appelé « temps de pénalité ».

2.5.2 Poursuite du code (code tracking)

L'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif l'un par rapport à l'autre, ce qui nécessite de maintenir la synchronisation au cours du temps. Pour cela, on utilise des boucles de poursuite dont l'exemple le plus simple est les « Delay-Locked Loops, DLL » en bande de base. Ces boucles fonctionnent de manière analogue aux boucles à verrouillage de phase (Phase Locked Loops, PLL) qu'on utilise pour se synchroniser sur un signal sinusoïdal. Ce type de boucle suppose L'émetteur et le récepteur sont en

mouvement relatif l'un par rapport à l'autre, ce qui nécessite de maintenir la synchronisation au cours du temps. Pour cela, on utilise des boucles de poursuite dont l'exemple le plus simple est les « Delay- Locked Loops, DLL » en bande de base. Ces boucles fonctionnent de manière analogue aux boucles à verrouillage de phase (Phase Locked Loops, PLL) qu'on utilise pour se synchroniser sur un signal sinusoïdal [1]. Ce type de boucle suppose

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

$c(t)$ étant le code d'étalement.

On corrèle alors $s_r(t)$, avec un code « légèrement » en avance (c'est-à-dire ; en avance de moins d'un demi chip) $c(t+\hat{\tau}-\frac{T_c}{2})$ et avec un code légèrement en retard $c(t+\hat{\tau}-\frac{T_c}{2})$ (comme le montre la figure 2.16). On calcule ensuite la moyenne temporelle sur un bloc de code de la différence entre ces deux corrélations, c'est-à dire qu'on en extrait la composante continue. Cette moyenne est positive si on est en avance et négative si on est en retard, ce qui permet d'ajuster la phase.

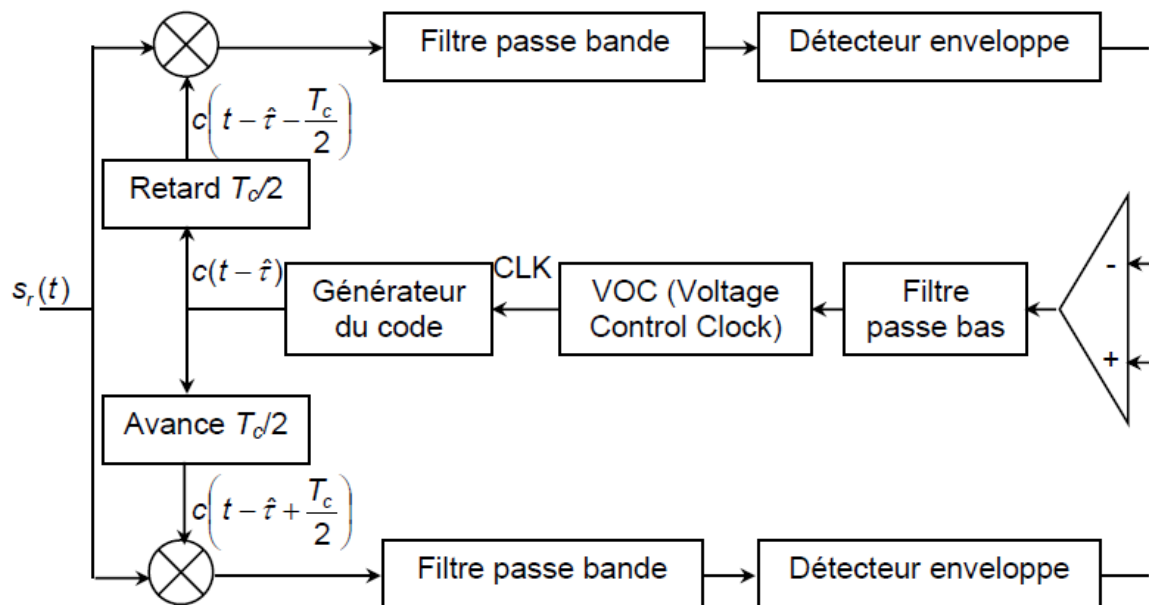


Figure 2.15: Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL

2.6 ETAT DE L'ART

Comme nous l'avons souligné au début de ce chapitre, avec l'étalement de spectre par séquence directe, le signal est multiplié par une séquence PN pour lui donner des propriétés semblables à celles d'un bruit. Ce qui rend l'interception d'un tel signal difficile. Le dé-étalement du signal passe avant toute chose par l'étape de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Dans cette section, nous donnons un aperçu sur quelques travaux les plus importants publiés et qui traitent ce type de problème.

a) Acquisition série :

L'acquisition série a été largement investiguée par plusieurs travaux de recherches depuis une génération, elle a été initiée par Sage [9]. Par la suite, Tantarana et al ont étudié l'acquisition non-cohérente du code pour un canal non sélectif en fréquence et qui suit une distribution Ricienne. Ils ont utilisé le test du rapport de la probabilité d'acquisition séquentielle (Sequential acquisition Probability Ratio Test, SPRT) pour générer les seuils de la décision. Les résultats montrent que l'évanouissement n'affecte pas le taux de fausse alarme, mais il peut réduire d'une manière drastique la probabilité de détection, et notamment dans un canal sélectif en fréquence. Shin et Lee [3] ont proposé une technique basée sur l'utilisation des trajets multiples pour améliorer les performances de l'acquisition du code dans un canal sélectif en fréquence obéissant à un modèle Rayleigh. Ils ont utilisé un détecteur de trois cellules conjointes (joint triple-cell detector). Cette technique a permis d'améliorer la performance de l'acquisition, ceci est dû principalement au gain de l'association des cellules fournies par le détecteur. Dans le même esprit, Yang et al. [4] ont montré que l'utilisation d'un détecteur à deux cellules conjointes est plus robuste aux interférences co-canal et aux trajets multiples.

Si en considère que, dans un canal à évanouissement, la corrélation entre les cellules H_1 n'est pas négligeable, l'utilisation du temps d'acquisition moyen comme critère d'évaluation de la performance du système n'est plus valide. Sheen et Wang ont proposé une nouvelle méthode d'évaluation connue sous le nom : fonction de la masse de probabilité (Probability Mass Function, PMF). Pour diminuer la probabilité de fausse alarme, plusieurs systèmes d'acquisition du code utilisent la technique de la

recherche série suivie d'un algorithme de vérification. Le processus de la vérification alterne avec le processus de la recherche et commence si l'acquisition est déclarée. Polydoros et Weber et Long et Moon ont étudié les performances de ce système pour un canal à bruit additif et Chang et Lee [43] l'ont étudié pour un canal à trajet multiples.

Toutes ces approches citées utilisent le détecteur I-Q pour générer la variable de décision. Ce type de détecteur est optimal pour les canaux à bruit Gaussien ou à évanouissement (par l'utilisation du théorème de la limite centrale, le canal à évanouissement peut être approximé par un modèle Gaussien). Cependant, le bruit atmosphérique, par exemple, est expérimentalement assimilé comme étant non-Gaussien. Pour cette raison, Yoon et *al.* [44] ont proposé le détecteur LO (Locally Optimum) pour l'acquisition du code dans des canaux non-Gaussien. L'utilisation du détecteur LO est motivée par sa qualité d'avoir une bonne performance pour les faibles rapports signal sur bruit (SNR). Kim et *al.* [45] ont proposé d'utiliser un détecteur non paramétrique basé sur les statistiques de signe pour déterminer le seuil sans connaissance *à priori* de la puissance des interférences. L'effet des interférences d'accès multiples, des interférences co-canal et le canal sélectif en fréquence (qui suit une loi Rice) sur le détecteur non paramétrique a été étudié dans [13].

b) Acquisition parallèle :

Initialement, quelques systèmes d'acquisition partiellement parallèles ont été proposés dans lesquels plusieurs cellules (moins que le nombre de cellules de la région d'incertitude) sont testées simultanément. Dans [14], un système qui utilise le SAW (Surface Acoustic Wave) a été discuté. Dans un autre travail [11], une approche qui utilise des filtres adaptatifs à CCD (Charge-Coupled Device) a été proposée. L'acquisition parallèle du code dans les canaux statiques, non sélectifs en fréquence et à évanouissement, a été traitée par Sourour et Gupta [9-11]. Dans le canal à évanouissement, la performance a été améliorée en fonction du degré de parallélisme. Dans le cas d'un canal statique, c'est plutôt pour les grandes valeurs du SNR que l'amélioration est obtenue, tandis que pour les valeurs faibles du SNR l'usage de moins de parallélisme est recommandé. Dans le même esprit, Corazza [2] a étudié la performance de l'acquisition du code en fonction du degré de parallélisme. Il a également traité le choix optimal pour diviser la région d'incertitude.

En général, quand la région de l'incertitude est petite, l'acquisition parallèle apporte une petite amélioration, en terme du temps d'acquisition moyen, par rapport à celle du schéma série. Cette amélioration devient plus significative pour de grande région d'incertitude.

La performance de l'acquisition d'un schéma parallèle dans le cas d'un canal de communication radio mobile terrestre, en tenant compte de l'effet des interférences co-canal, de l'évanouissement sélectif en fréquence qui suit une distribution de Rice, de l'effet de masque, de l'erreur du contrôle de puissance et de la vitesse de l'entité mobile, a été étudiée par Rick et Milstein [13]. Ils ont montré que l'acquisition dans un canal sélectif en fréquence est plus performante que pour un canal non sélectif en fréquence, ceci est dû au gain de la diversité obtenu par les trajets multiples.

La règle de décision conventionnelle, pour l'acquisition parallèle, consiste à choisir la plus grande valeur de la variable de décision. Cependant, un tel système n'est optimal que pour les modèles de chips synchrones, dans lesquels le retard du temps du code PN reçu est supposé être un nombre entier. Pour les modèles de chips asynchrones, où la disparité entre les limites du chip des deux codes existe, Yoon et al. [14] ont proposé une nouvelle règle de décision basée sur le critère du maximum de vraisemblance (ML). Cependant, cette règle reste difficile à exécuter.

c) Acquisition hybride :

L'étude de la performance d'une structure hybride a été étudiée par Zhang [5] dans deux types de canaux à évanouissement : l'un obéissant à un modèle de Rayleigh et l'autre à un modèle de Rice. Cette étude a montré que l'augmentation du temps d'acquisition moyen dépend du nombre d'utilisateurs, du SNR et du degré de parallélisme.

Notons qu'une synchronisation exacte et rapide du code est une condition par excellence d'un système de communication à spectre étendu. Xu et al. [6] ont introduit une nouvelle méthode utilisant un algorithme avec un passage itératif du message (IMPA, Iterative Message Passing Algorithm). Avec cette technique, on peut générer une séquence locale plus ou moins synchrone sur celle reçue.

L'analyse de cette technique a montré que la probabilité de détection obtenue est équivalente à celle d'une recherche série.

d) Acquisition avec une diversité d'antennes :

Peu de travaux de recherche ont traité le problème d'acquisition du code PN dans des schémas avec une diversité d'antennes. Dans [7], Dlugos et Scholtz ont suggéré l'utilisation de la méthode basée sur le maximum de vraisemblance pour estimer la phase du code reçu. Cependant, pour les systèmes à code long, cette approche d'acquisition présente l'inconvénient d'exiger un temps de calcul excessif. Dans [8], Rick et Milstein ont proposé un processeur d'acquisition non-cohérent aux systèmes avec antennes multiples. Dans cette approche, les signaux reçus, dans les différentes antennes, sont combinés d'une manière non cohérente pour obtenir un gain plus conséquent dû à l'augmentation dans le rapport signal sur interférence (Signal-to-Interference Ratio, SIR). L'analyse de la performance a été faite pour un canal statique et avec l'hypothèse que les signaux reçus dans les différentes antennes sont à évanouissement non corrélé. Ils ont ainsi obtenu une amélioration considérable par rapport à un système mono antenne.

Dans certains environnements, la corrélation spatiale, certes légère, est inévitable dû à l'espace insuffisant entre les antennes. Shin et Lee [9] ont proposé une approche plus générale qui inclue l'approche proposée dans [8] comme un cas particulier. L'analyse du détecteur a été faite pour un canal sélectif en fréquence qui suit une loi Rayleigh en considérant l'existence d'une corrélation spatiale. Ils ont montré que l'usage d'un grand nombre d'antennes est préférable pour réduire le temps d'acquisition moyen pour de faibles valeurs du SIR. Cependant, pour de fortes valeurs, le temps d'acquisition moyen a tendance à augmenter. Dans un environnement de ce type, la présence d'une corrélation spatiale fait augmenter ou diminuer le temps de l'acquisition moyen d'environ 50% par rapport aux cas avec des évanouissements décorrélés. L'effet de la corrélation spatiale sur le taux d'erreur binaire et la capacité du système ont été étudiés dans [10] et [11].

e) Acquisition adaptative :

Dans tous les travaux cités jusqu'ici, le processus de décision est basé sur l'utilisation d'un seuil fixe. Sous condition d'un canal stationnaire, le seuil peut être fixé et ces systèmes peuvent offrir une performance relativement efficace. Mais dès que le canal devient non stationnaire, le détecteur à seuil fixe peut causer une augmentation considérable de la probabilité de fausse alarme (P_{fa}). Ces systèmes sont donc incapables d'offrir de bonnes performances en raison de leur manque de capacité

d'adaptation aux différents changements qui peuvent apparaître dans l'environnement de propagation.

Pour surmonter ce problème, des systèmes d'acquisition basés sur des détecteurs à seuillage adaptatif ont fait l'objet de nombreuses recherches. Dans ces études, le système utilise les résultats du corrélateur pour estimer le niveau du bruit de fond et permet ainsi d'obtenir un seuil qui s'adapte aux variations de l'environnement. D'un autre côté, si la transmission du signal dans un environnement de propagation riche en échos, le signal global reçu représente la contribution d'un nombre inconnu de répliques du signal initialement transmis. Chacune des répliques est caractérisée par une atténuation de puissance et un temps de retard spécifique. Pour contourner l'effet provoquée par la présence de trajets multiples, Kim et al. ont présenté dans [12], un processeur basé sur les statistiques d'ordre (OSAP, Order Statistics Acquisition Processor), où le $k^{\text{ième}}$ échantillon ordonné est utilisé pour estimer la puissance du bruit. Dans [13], les mêmes auteurs, ont proposé le processeur adaptatif (AAP, Adaptive Acquisition Processor). L'idée de base de l'AAP(k) est de classer les échantillons par ordre croissant. Ensuite, les k plus grands échantillons sont censurés et la somme des restants est utilisée pour estimer le niveau du bruit. Le même principe a été appliqué sur l'approche de l'acquisition hybride dans [14]. Un autre système d'acquisition adaptative, basé sur un seuil d'excision, a été proposé par Song et Hu [15] pour un canal à bruit additif. Toutefois, dans ces systèmes d'acquisition, le point de censure k ou le seuil de l'excision sont pré-réglés pour tous les environnements, tandis que dans les applications pratiques, le nombre de répliques est non seulement inconnu mais peut varier dans le temps.

Par conséquent, si le nombre de cellules à censurer est mal choisi, le système peut présenter une dégradation significative dans la détection et par conséquent une augmentation considérable du temps d'acquisition moyen. Une étude comparative entre les différentes règles de décision (à seuil fixe, à seuil adaptatif et à seuil optimal), dans un canal à un seul trajet, a été proposée par Linatti [16]. Il a montré que si le choix du taux de fausse alarme (Pfa) est adéquat, la performance de l'acquisition adaptative tend vers l'optimale. Pour les systèmes d'acquisition à antennes multiples. Oh et al. [17] ont montré que la combinaison entre la structure d'acquisition hybride et l'algorithme CA-CFAR (Cell Averaging–Constant False Alarm Rate) améliore la performance de la détection. Cependant, malgré l'existence de plusieurs cellules H1 dans les canaux à évanouissement sélectif en fréquence, le temps d'acquisition moyen

de ce système n'a été calculé que pour l'hypothèse de l'existence d'une seule cellule H1. Zhang et al. [18] ont utilisé des corrélateurs spatio-temporels (STC, Spatial-Temporal Correlators) pour améliorer la performance d'acquisition. Cette approche a fourni une protection effective contre les brouilleurs (jammer).

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de l'étalement de spectre, et les caractéristiques par séquence directe et les caractéristiques du code d'étalement PN. En effet, grâce aux propriétés de ces codes (séquences d'étalement), le CDMA offre une plus grande flexibilité, notamment en termes de nombre d'utilisateurs et de débit.

Nous avons ainsi présenté quelques modèles de canaux de transmission tel que les canaux à évanouissement qui caractérisent les communications radio mobiles. Nous avons défini l'étalement temporel et l'effet Doppler.

Nous avons vu la synchronisation du code ainsi que les stratégies de recherche.

CHAPITRE 3

ACQUISITION ADAPTATIVE HYBRIDE DU CODE PN UTILISANT UNE DIVERSITE D'ANTENNES

Résumé

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche qui s'articule sur une structure à diversité d'antennes et une stratégie de recherche hybride. Les deux systèmes proposés utilisent deux sortes de détecteurs adaptatifs flous avec deux centres de fusion flous placés en cascade. Nous donnons également l'expression généralisée du temps d'acquisition moyen. Les performances du système proposé, en termes de détection et temps d'acquisition moyen, sont évaluées et comparées avec les solutions proposées dans la littérature.

Sommaire

- 4.1 INTRODUCTION.
- 4.2 DESCRIPTION DU SYSTEME.
- 4.3 FORMALISMES MATHEMATIQUES
- 4.4 RESULTATS ET DISCUSSIONS.
- 4.5 CONCLUSION.

3.1. Introduction

Dans ce chapitre nous proposons un nouveau système d'acquisition adaptative hybride utilisant des règles de fusion floues, nommé FAHAP (Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor). La stratégie de recherche hybride a été proposée pour une utilisation pratique afin d'obtenir un compromis entre la vitesse d'acquisition et la complexité matérielle. Dans tous ces systèmes conventionnels, le processus de décision repose sur un seuil fixe ou adaptatif. Les systèmes d'acquisition dont le seuil de décision est fixe peuvent générer des performances inacceptables dans les systèmes de communication mobile. Cependant, l'acquisition à seuil de décision adaptative est capable de s'adapter à une variété d'environnements de communication mobile. Tous ces processus de décision traitent les observations comme des variables aléatoires et déterminent le choix le plus probable entre "Synchronisation" ou "Non synchronisation". Dans un problème de détection de logique floue, la décision ne se limite pas à la probabilité d'un événement, mais à son degré d'appartenance à l'une des deux classes (correspondant à la synchronisation ou non Synchronisation).

3.2. Description du système

Nous avons considéré un système d'acquisition adaptative hybride constituer de P antennes de réception, comme le montre la figure 3.1. On suppose que la distance entre les éléments d'antennes est supérieure 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 total des cellules a testé, V , est donnée par :

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

L_c étant la longueur de la séquence du code PN et Δ l'incrément du pas de recherche. Tout au long de ce chapitre nous fixons Δ à 1.

La région d'incertitude, V , est partitionnée en L sous-régions. Le $j^{\text{ième}}$ corrélateur, dans chaque antenne, explore la $j^{\text{ième}}$ 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 [17] 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 $\ell^{\text{ième}}$ trajet sont représentées respectivement par α_ℓ et θ_ℓ .

Dans ce cas, α_ℓ est une variable aléatoire selon une loi Rayleigh et θ_ℓ 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 ϑ . 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 [16] :

$$E [\alpha_\ell^2] = \frac{1 - e^{-\vartheta}}{1 - e^{-\vartheta L_p}} e^{-(\ell-1)\vartheta} \quad \ell = 1, 2, \dots, L_p \quad (3.2)$$

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

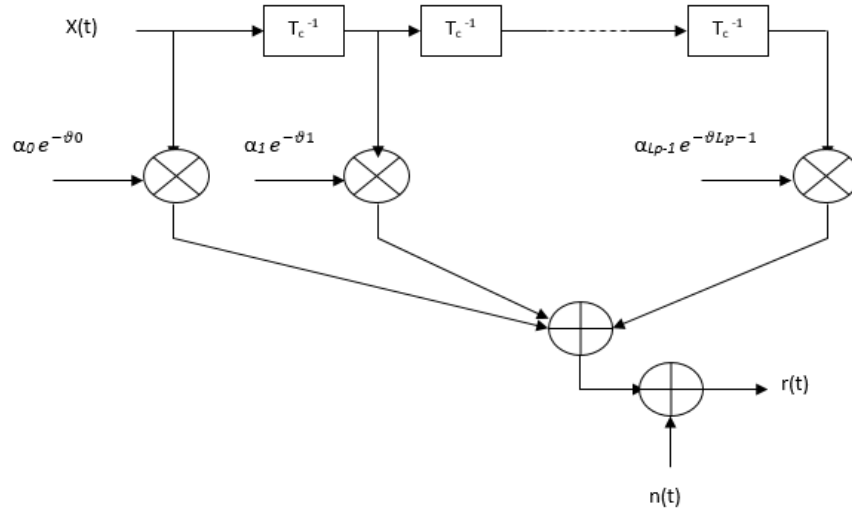


Figure 3.1: Le modèle d'un canal sélectif en fréquence

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

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

Où, P_0 est l'amplitude du signal, $c(t)$ le code PN, T_c la durée d'un chip, τ la phase du code à estimer, ω_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 :

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

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

Où N est la taille de la fenêtre de référence et Δ la valeur du décalage du générateur local du code PN permettant de mettre à jour le processus de recherche.

La valeur de Δ est souvent égale à 1, 1/2 ou 1/4. Dans notre étude Δ est fixée à 1.

En substituant (3.2) dans (3.3) et (3.4) et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons

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

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

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 σ_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.)

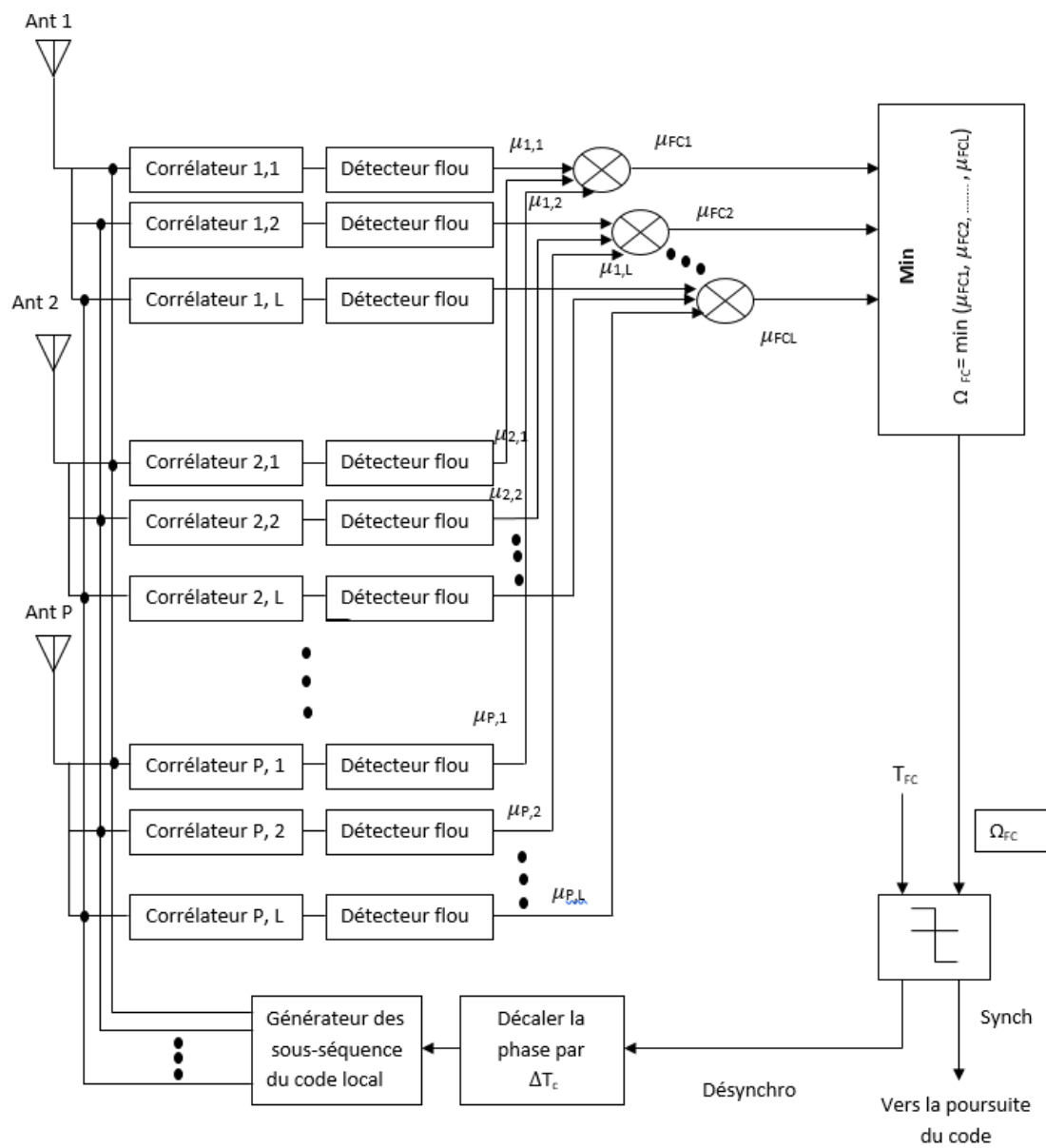


Figure 3.2: Schémas bloc du processeur d'acquisition

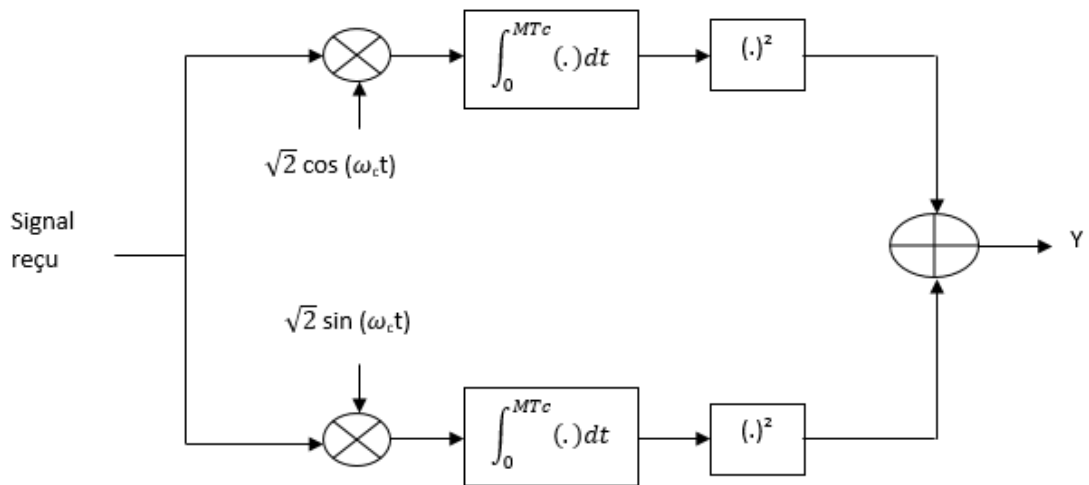


Figure 3.3: Structure du corrélateur

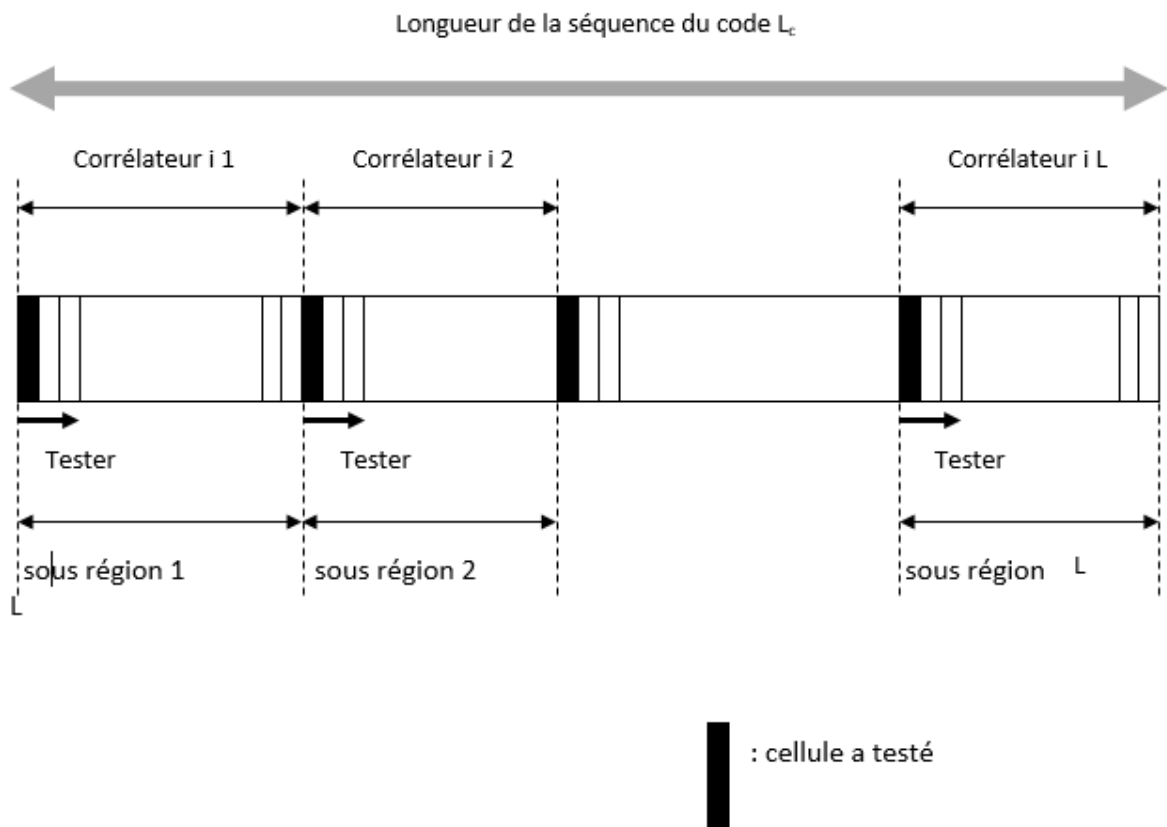


Figure 3.4: Mode de recherche du système d'acquisition

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 :

$$q = \left\lceil \frac{L_c}{L} \right\rceil \quad (3.12)$$

$[x]$ 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 ($\mu_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, P$ 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 (μ_{FCj} , $j = 1, 2, \dots, L$) 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 la plus petite des valeurs transmises Ω_{FC} . Pour produire une décision en tout ou rien, i.e. 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, i.e. 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. Formalismes mathématiques

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 varient 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 3.2. Les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme (P_{fa}) et du temps d'acquisition moyen (T_{acq}), pour plusieurs cellules H_1 , sont calculées.

3.3.1. Détecteurs flous

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

a) Détecteur CA-CFAR flou

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 :

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

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

Ou d'une manière équivalente :

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

La fonction d'appartenance μ 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 [20] :

$$\mu(Y) = \Pr\left(Z > Z = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \mid H_0\right) \quad \text{avec} \quad Z = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \quad (3.15)$$

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

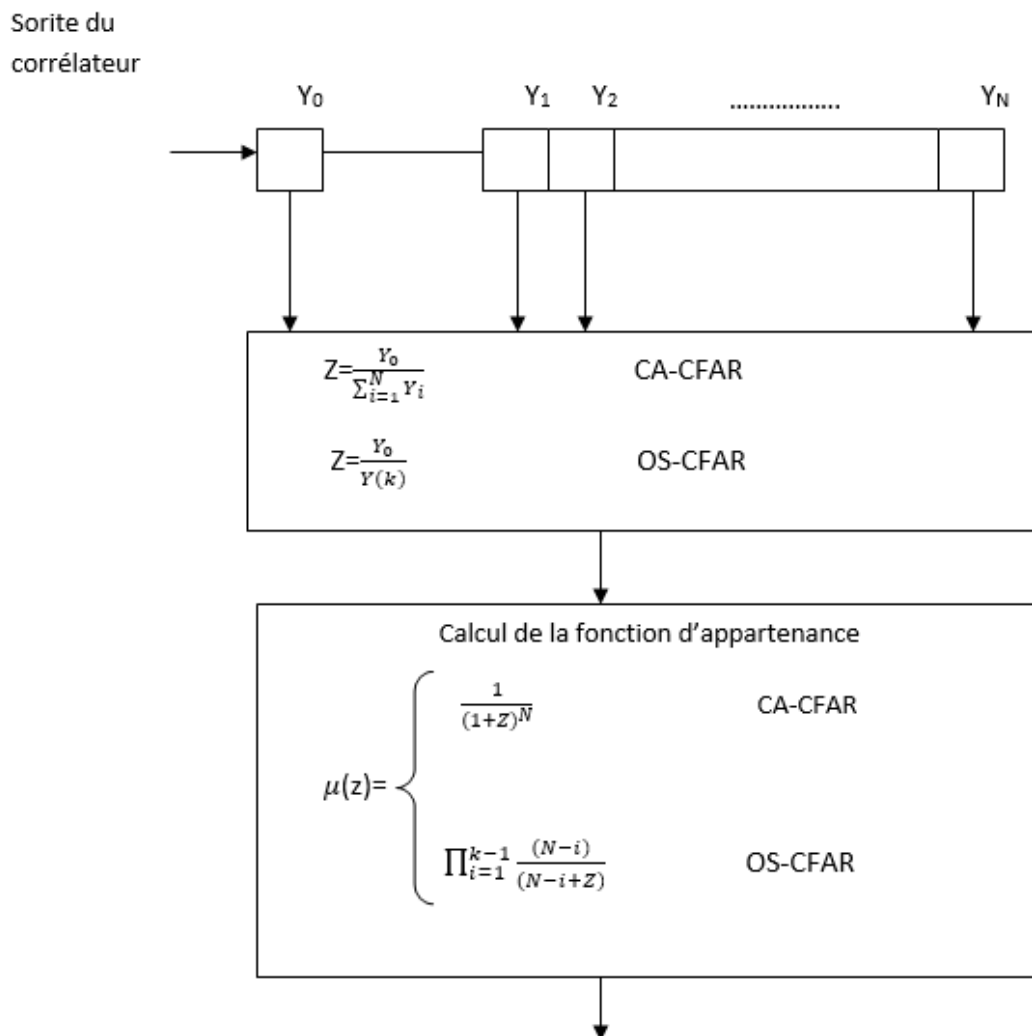


Figure 3.5: Détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR

Dans un milieu Rayleigh, la fonction d'appartenance $\mu(z)$ est donnée par [20]

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

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) Détecteur OS-CFAR flou

Le processeur OS-CFAR est une version modifiée du détecteur CA-CFAR qui a été proposé pour la première fois par Rohling (dans le domaine radar) pour un environnement contenant des interférences. Il a été utilisé par Kim et al. [5] pour l'acquisition du code PN dans un canal à trajets 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 [20]

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

3.3.2. Probabilité de fausse alarme

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

- $P_{fa|H_1}$ 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} .
- $P_{fa|H_0}$ 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'antennes.

Pour $p=2$ c'est-à-dire ; $\mu_{FCj} = \mu_{1,j} \times \mu_{2,j}$, la pdf de μ_{FCj} , donnée par [21] :

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

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

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

La variable de décision Ω_{FC} est donnée par :

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

Où L est le nombre de corrélateurs.

$P=2$, c'est-à-dire ; $\Omega_{FC} = \min (\mu_{FC1}, \mu_{FC2})$, la pdf de Ω_{FC} , donnée par [22] :

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

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

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

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

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

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

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

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

Tableau 3.1: Les seuils, T_{FC} , pour $P_{fa|H0}=10^{-3}$

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 :

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

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

Notons que les légères variations que peut provoquer $P_{fa \ell|H_0}$, n'ont pas une grande influence sur la consigne globale de la P_{fa} .

3.3.3. Temps d'acquisition moyen

La présence d'une ou plusieurs répliques du signal, dues à l'effet des multi trajets au niveau du canal qui est dédié à une communication mobile, peut engendrer une ou plusieurs cellules H_1 dans la région d'incertitude. La plupart des détecteurs

d'acquisition hybrides du code PN publiés dans la littérature admettent, d'une manière inexacte, l'existence d'une seule cellule H_1 .

Il a été démontré que le temps d'acquisition hybride est le suivant :

$$E [T_{\text{acq}}] = \frac{MT_c}{[1 - \prod_{l=1}^{Lp} (1 - P_{dl})]} \left\{ \sum_{m=2}^{Lp} \left[P_{dm} \sum_{k=1}^{m-1} \left[(1 - P_{dk} + JP_{fak|H1}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^{m-1} (1 - P_{dl}) \right] \right] + \right. \\ \left. + 1 - \prod_{l=1}^{Lp} (1 - P_{dl}) + \sum_{m=1}^{Lp} \left[(1 - P_{dm} + JP_{fam|H1}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^{Lp} (1 - P_{dl}) \right] + \right. \\ \left. \left(\frac{q-Lp}{2} \right) [1 + \prod_{l=1}^{Lp} (1 - P_{dl})] \times [1 + JP_{fa|H0}] \right\} \quad (3.26)$$

3.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, nous évaluons, par simulation, les performances en termes de détection et du temps d'acquisition moyen du système proposé, à savoir le détecteur 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 $MT_c=128T_c$.
- Un facteur de pénalité, J , fixé à 1000 (le temps de pénalité est égale à $J MT_c$ 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 $N=33$ échantillons.

La **figure 3.6** représente la variation de la probabilité de détection, P_d , dans un environnement homogène du système proposé en utilisant le détecteur flou CAFAHAP avec deux antennes de réception en fonction du SNR/chip pour différents degrés de parallélisme (L corrélateurs). On remarque que plus le degré de parallélisme est petit, plus la probabilité de détection est meilleure.

Pour accepter une évaluation objective, il faut mesurer l'impact de ces conditions sur la valeur de T_{acq} , qui est en réalité le critère de performance le plus significatif dans ce type de problématique, la figure 3.7 résume alors les résultats obtenus. Nous constatons que la rapidité d'acquisition du code PN augmente en fonction du degré de parallélisme.

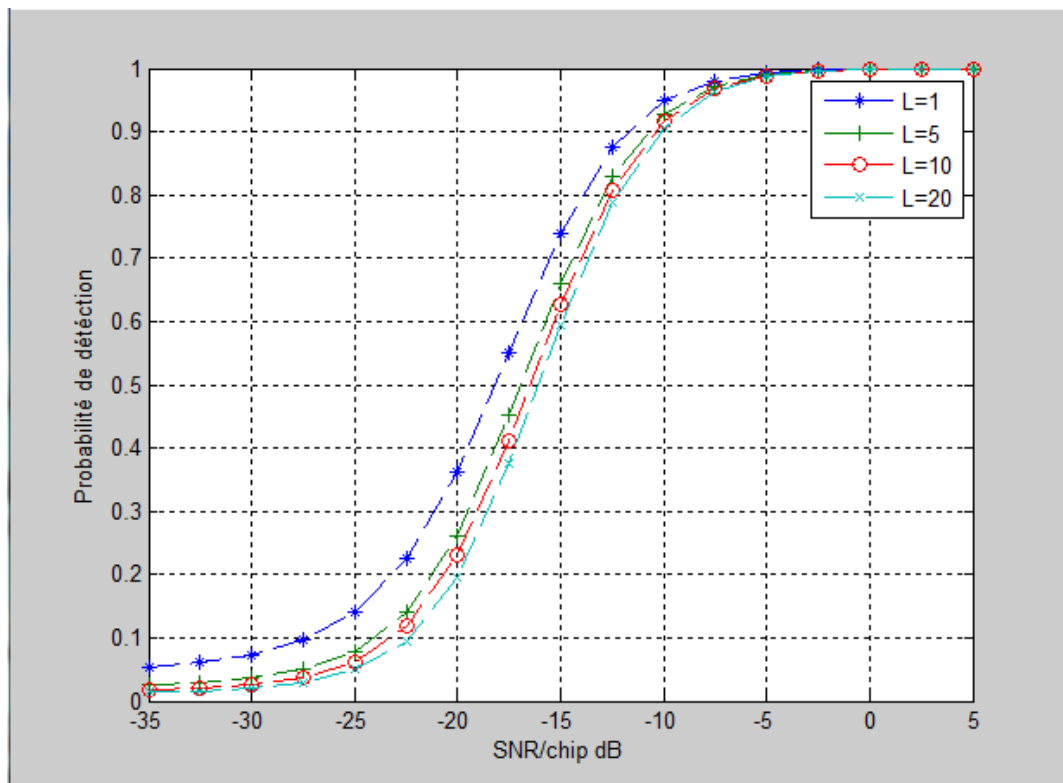


Figure 3.6: P_d du processeur CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.

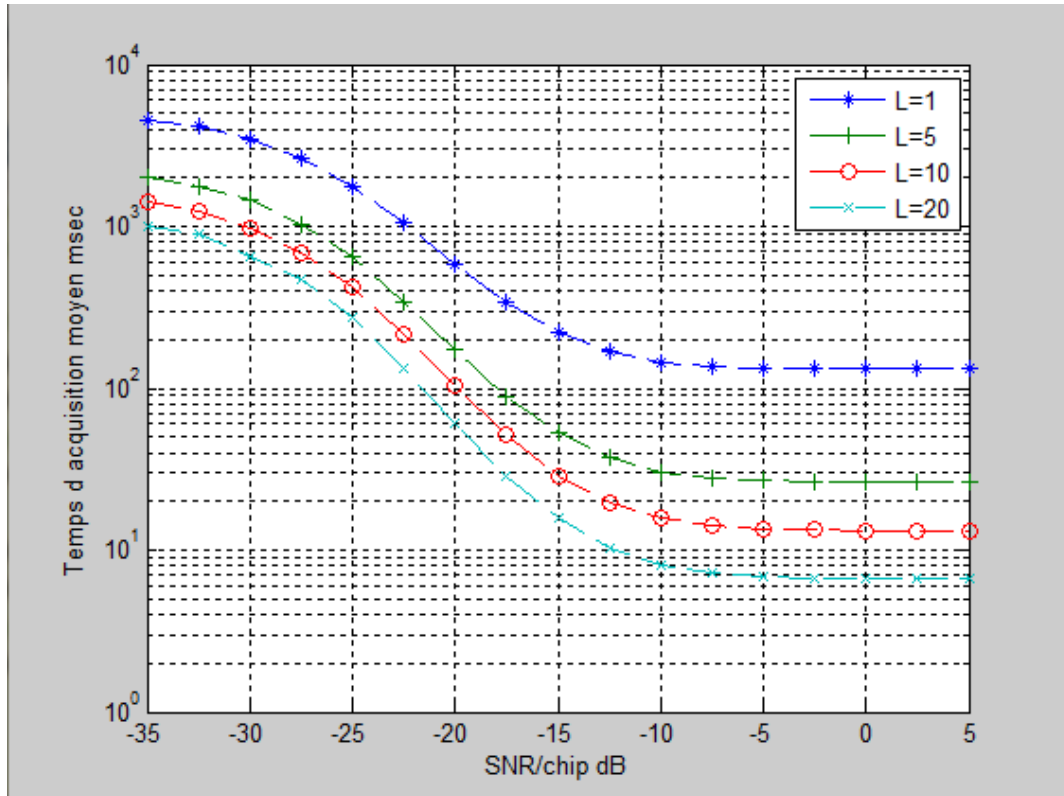


Figure 3.7: T_{acq} du processeur CA- FAHAP en fonction du degré de parallélisme.

Après avoir mis en évidence l'effet du degré de parallélisme sur l'amélioration des performances du système, il fallait regarder du côté du second paramètre, à savoir le nombre d'antennes de réception utilisées, et faire ainsi une évaluation sur la contribution que peut ramener ce paramètre au niveau des performances. Pour cela, la figure 3.8 illustre clairement cet effet. Nous observons que plus le nombre d'antennes est important, meilleur est la probabilité de détection.

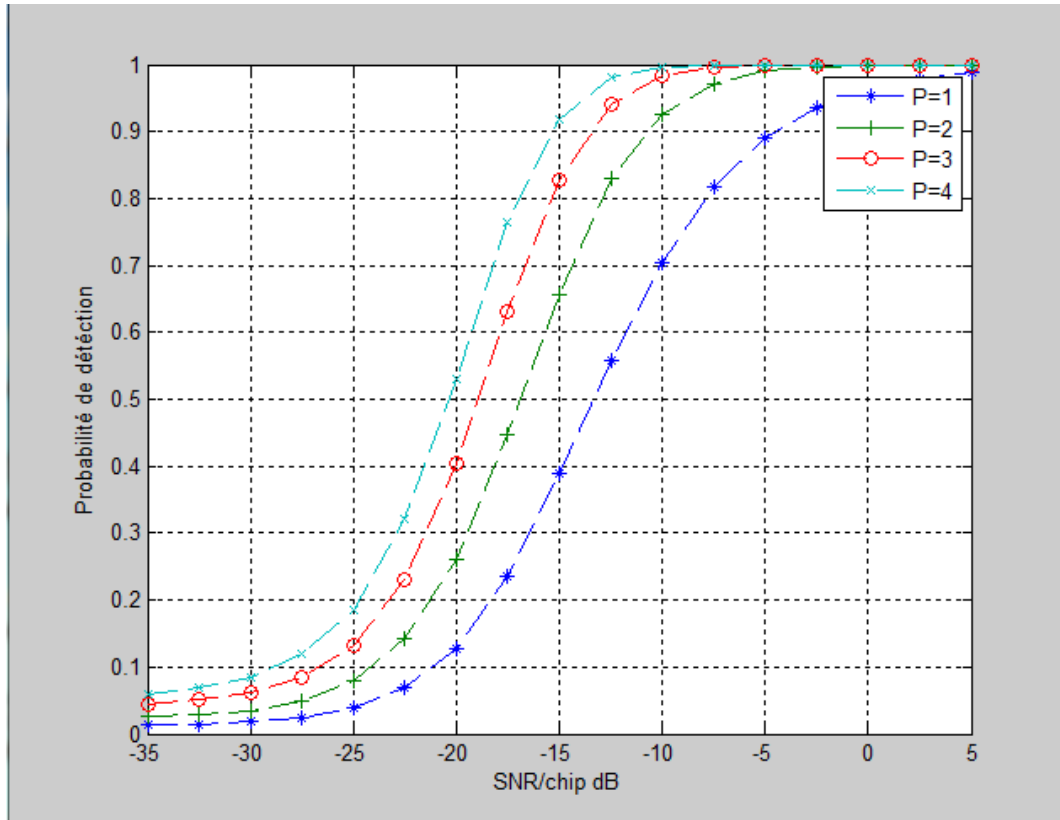


Figure 3.8: Pd du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes

Dans la même optique que précédemment, nous avons évalué l'influence de ce paramètre sur le temps d'acquisition moyen, les résultats obtenus sont résumés dans la figure 3.9. Nous remarquons que plus le nombre d'antennes est important plus le temps d'acquisition moyen est faible, et par conséquent, la rapidité du système à acquérir le code PN devient intéressante.

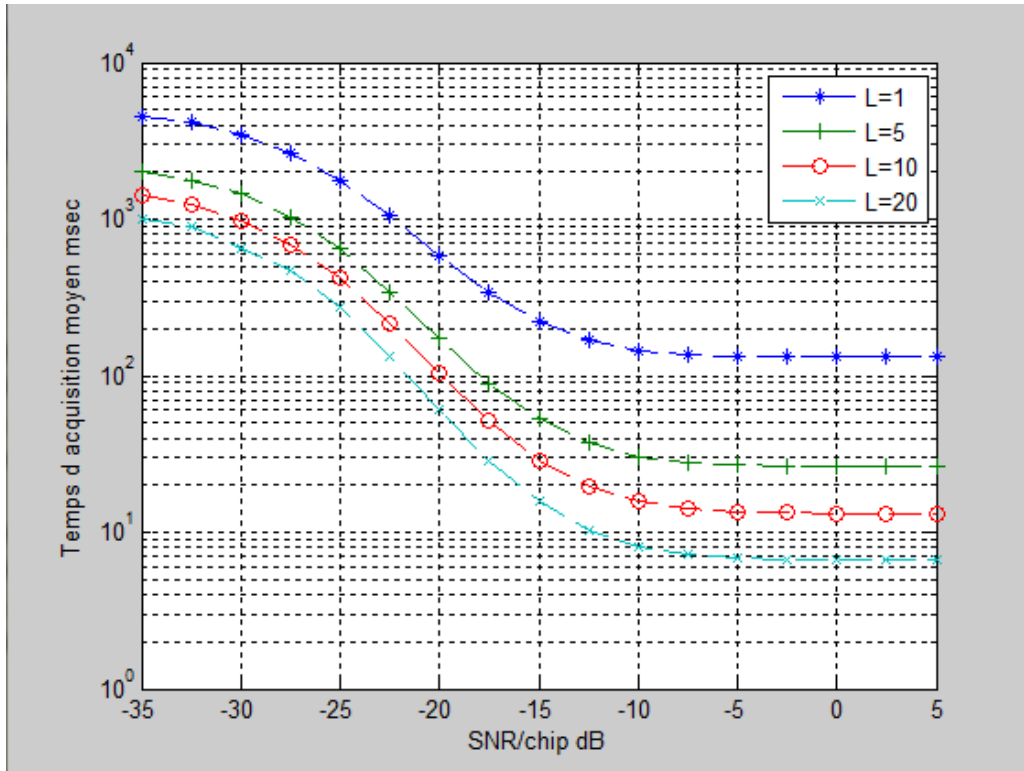


Figure 3.9: T_{acq} du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes

Considérons maintenant une comparaison en milieu homogène, les probabilités de détection (figure 3.10) et les temps d'acquisition (figure 3.11) pour les deux types de détecteurs flou CA-FAHAP et OS-FAHAP, avec un seul trajet et 2 antennes de détection, nous constatons que le système avec ses deux versions ont la même performance pour $L_p=1$.

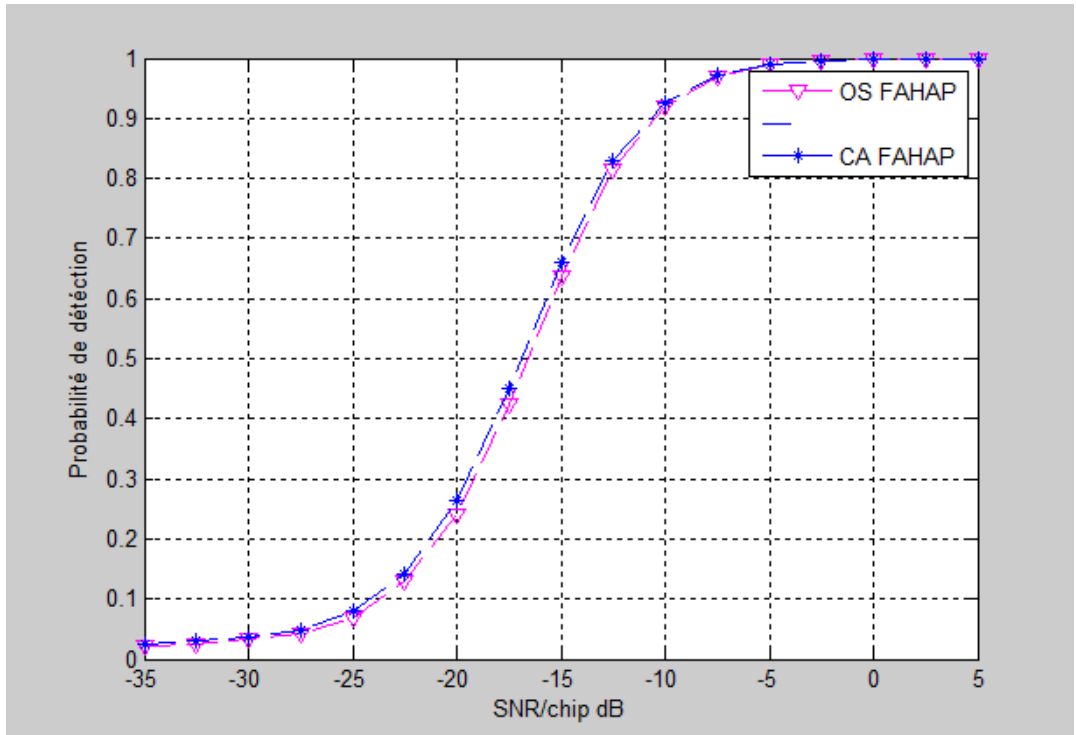


Figure 3.10: Pd pour CA-FAHAP et OS-FAHAP dans un environnement homogène

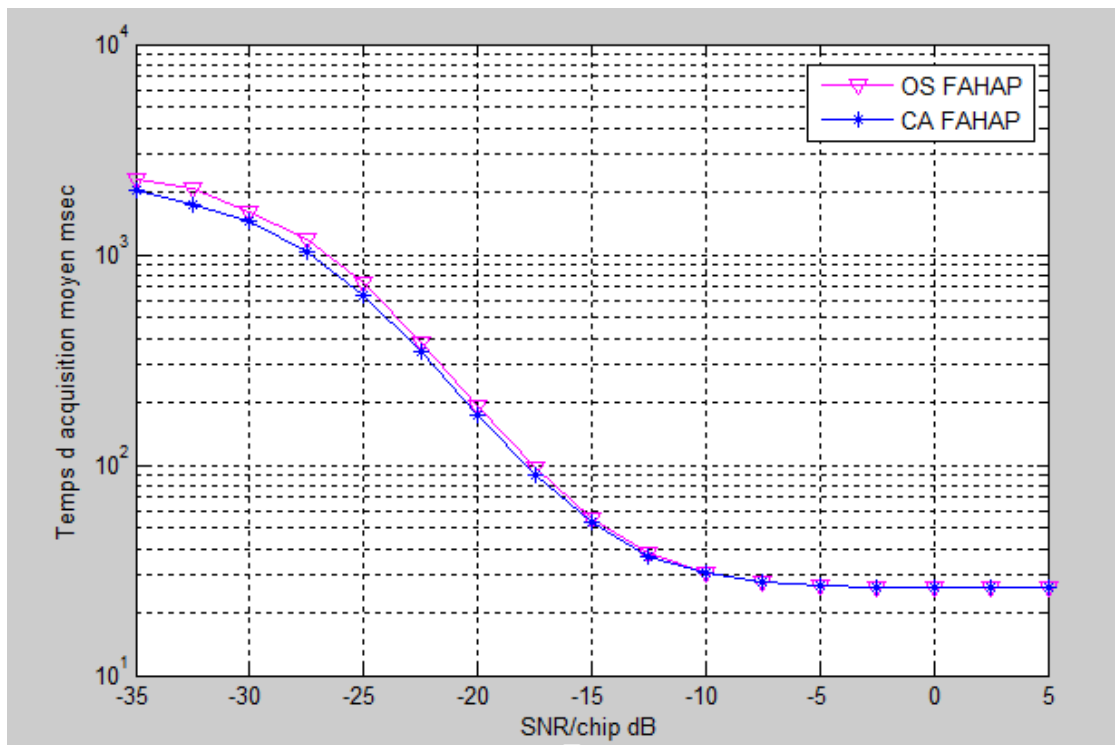


Figure 3.11: T_{acq} pour le CA-FAHAP et OS-FAHAP dans un environnement homogène

Après une analyse en milieu homogène, nous avons soumis le processeur à des conditions plus sévères, i.e. en présence de plusieurs cellules H_1 dans la région d'incertitude.

Dans la **figure 3.12**, nous avons considéré plusieurs situations avec trajets multiples, L_p , et 2 antennes de réception. Nous pouvons clairement observer que dans toutes les situations considérées le processeur OS-FAHAP réussie l'acquisition du code PN avec le même délai. Ce résultat était prévisible car tant que le nombre des cellules H_1 ne dépasse pas le point de censure fixe k ($k=N-3N/4$), le processeur OS-FAHAP maintient d'une façon robuste ses performances.

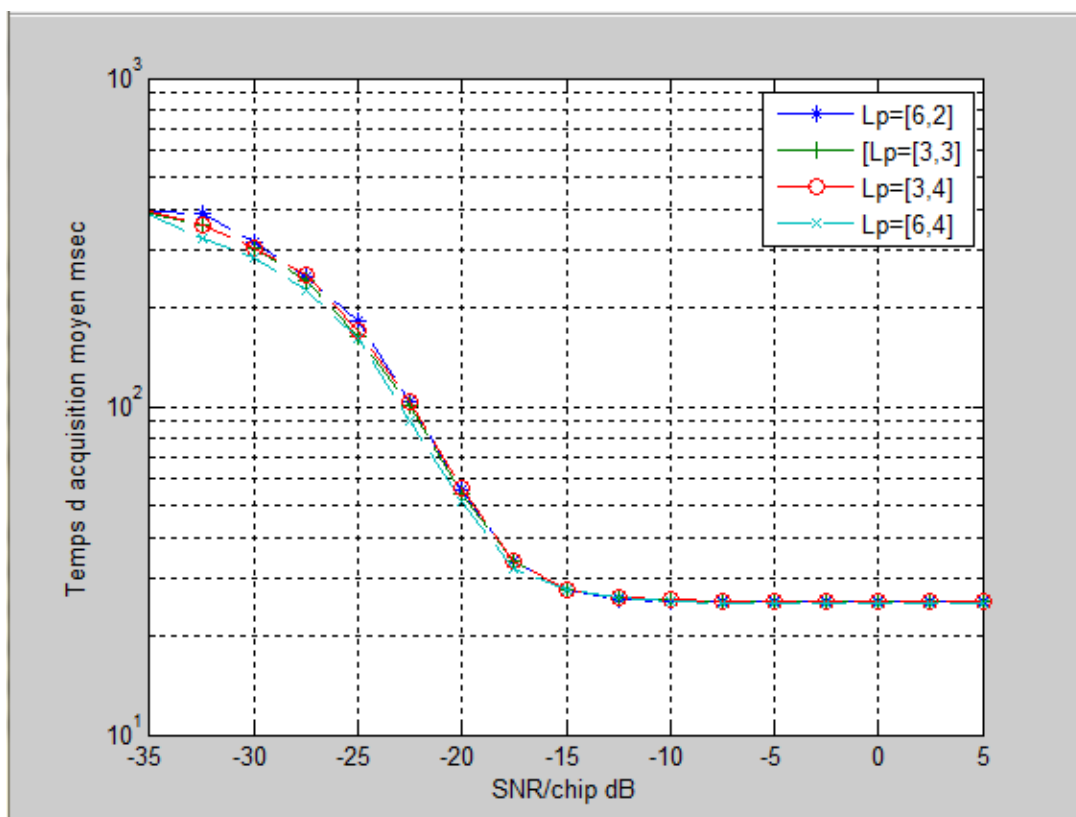


Figure 3.12: L'effet du nombre de trajets multiples sur le T_{acq} du l'OS-FAHAP

3.5. Conclusion

Un système d'acquisition adaptative hybride avec une structure à diversité d'antennes utilisant des règles de fusion floues a été proposé. Les performances de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen ont été analysées pour un canal à trajets multiples évanescents qui suit une distribution Rayleigh. Les effets du nombre de trajets multiples, le nombre d'antennes de réception, le nombre de corrélateurs et le rapport signal sur bruit (SNR) ont été également étudiés. A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que l'OS FAHAP est légèrement plus performant que le CA FAHAP.

Conclusion générale

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

Dans un premier temps, nous avons présenté succinctement les principales techniques d'accès multiples et en particulier la technique DS-CDMA qui est la pierre angulaire des normes de la téléphonie mobile de la troisième génération (3G) (CDMA2000, UMTS, ...). Différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été recensés, notamment les canaux à évanouissements de Rice et de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles.

L'objectif principal de ce travail de thèse était d'améliorer les performances, en termes de détection et de temps d'acquisition, de la synchronisation du code PN qui est une étape très cruciale dans les systèmes considérés.

Pour atteindre cet objectif, nous avons proposé un schéma baptisé FAHAP, s'articule sur une structure à diversité d'antennes et utilisant la recherche hybride comme stratégie de recherche. Cette dernière a été retenue comme solution car elle présente un bon compromis entre le nombre de ressources matérielles nécessaires et un temps d'acquisition moyen raisonnable. Pour compenser les pertes en détection, qu'engendre ce type de stratégie, nous avons utilisé plusieurs antennes de réception. L'utilisation d'une hiérarchie à deux niveaux avec des règles de fusion floues, d'une part, et les processeurs conventionnels CA-CFAR et OS-CFAR, d'autre part, nous a permis d'obtenir des performances, en termes de détection et de temps d'acquisition moyen, très significatives par rapport aux solutions proposées dans la littérature.

Bibliographie

- [1] A.Aissaoui, Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS
- [2] A. Polydoros, "On the synchronization aspects of direct sequence spread-spectrum systems," Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, University of Southern Clifornia.
- [3] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified Approach to serial search spreadspectrum code acquisition-Part I: General theory," IEEE Trans. on Communications, vol. 32, May 1984, pp. 542-549.
- [4] B.BEKKAR " Contrôle de puissance dans les systèmes de télécommunications mobiles"
- [5] C. J. Kim, H. J. Lee, and H. S. Lee, "Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications," IEEE Trans. on Communications, vol. 46, pp. 993-996, August 1998.
- [6] C.Nsiala-Nzeza3 GPP-201, "TS.25.201 UMTS; physical layer-general description," 3GPP Technical Specification, Tech. Rep., March 2001, version 4.0.0.
- [7] G. L. Turin, "The effects of multipath and fading on the performance of directsequence CDMA systems" July 1984 pp.597-603
- [8] G. R. Cooper and C. D. McGillem, Modern communications and spread spectrum, McGraw-Hill. Inc., USA, 1986.
- [9] H. S. Oh, C. H. Lim and D. S. Han, "Adaptive hybrid PN code acquisition with antenna diversity in DS-CDMA systems," IEICE Trans. on Communications, vol. E85-B, pp. 716-722, April 2002.
- [10] J. G. Proakis, Digital communications, Third edition, New York: Mc Graw-Hill, USA, 1995
- [11] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," IEEE Trans. on Communications, vol. COM-25, August 1977, pp. 778- 784.
- [12] K. Phalavan and A. H. Levesque, *wireless information networks*, editions Wiley, 1995.
- [13] L. L. Yang and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels", IEEE Trans. on Communications, vol. 50, ,March 2001, pp. 617-628, March 2001.
- [14] M.KRIM " Systèmes de Communication Modernes (SCM)"
- [15] O. Berder, C. Boudier, and G. Burel, "Identification of frequency hopping

Communications”, 2000 pp. 259–264.

- [16] 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.
- [17] R. G. Gallager, “The use of information theory in wireless networks,” *Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Personal Communications '96*, Paris, France, May 1996.
- [18] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, “Theory of spread-spectrum communications—A tutorial,” *IEEE Trans.* May 1982 pp.855-884.
- [19] S. Tantaratana, A. W. Lam, and P. J. Vincent, “Noncoherent sequential acquisition of pn sequences for DS/SS communications with/without channel fading,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, February/ March/ April 1995 , pp. 1738-1745.
- [20] Z. Hammoudi and F. Soltani, “Distributed CA-CFAR and OS-CFAR detection using fuzzy spaces and fuzzy fusion rules,” *IEE Proc. Radar Sonar and Navigation*, vol. 151, pp. 135-142, June 2004.
- [21] <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-00373806/document>
- [22] http://www.univ-usto.dz/theses_en_ligne/doc_num.php?explnum_id=703
- [23] [http://www. JPL’s wireless communication reference website. com](http://www.jpl.nasa.gov/wireless-communication-reference-website.com)
- [24] <http://www.ctd.ucoz.net/forum/2-36-1>