

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Saad Duhleb de Blida
Institut d'Aéronautique et des études spatiales de Blida



Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de **MASTER**
Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Aéronautique
Spécialité : CNS/ATM

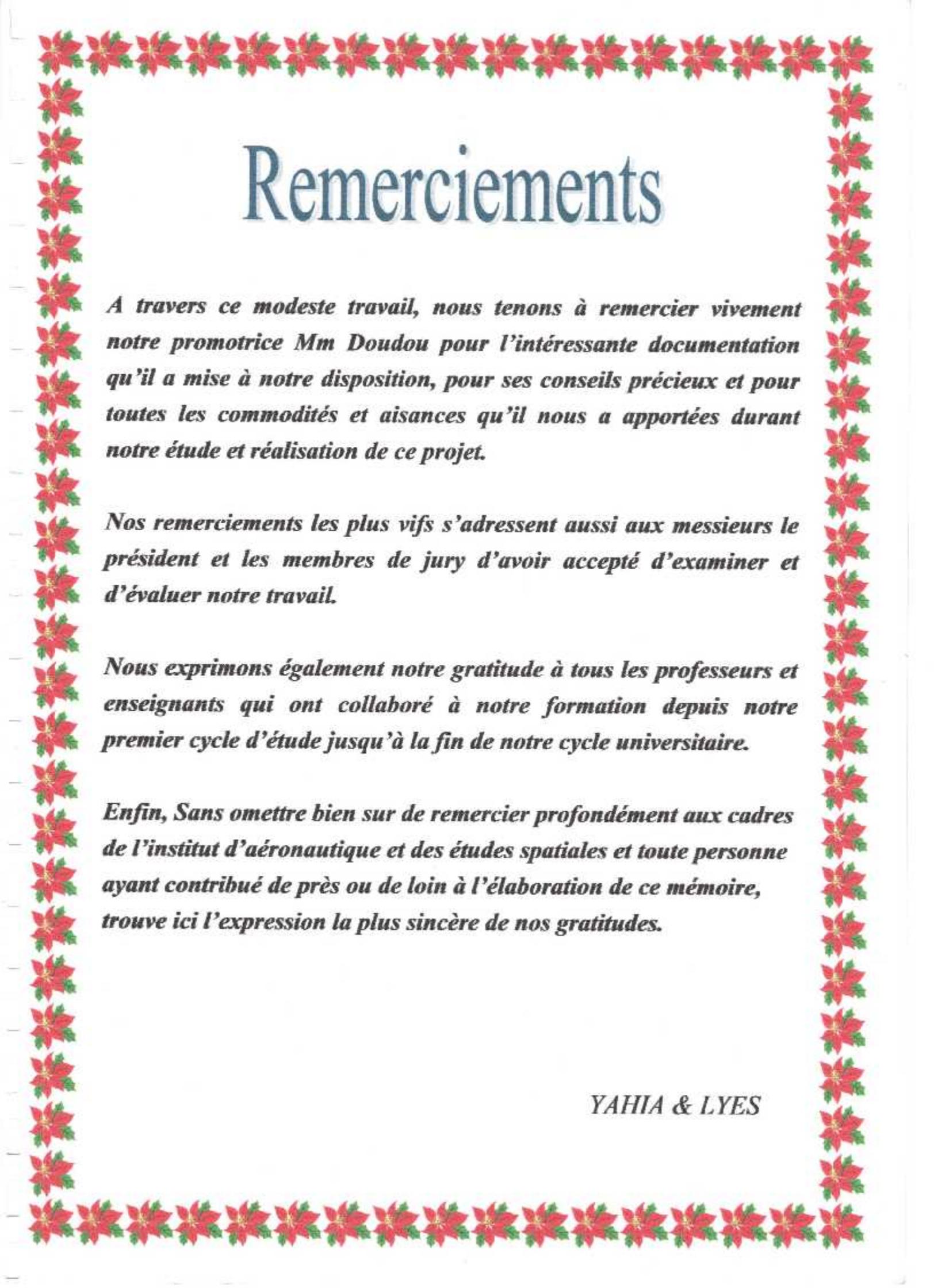
Thème

***Acquisition série adaptative du code PN
pour les systèmes de communication
DS-CDMA***

***Présenté par : HADJ AMAR LYES
ACHI YAHIA***

Promotrice : Mme Doudou

Année Universitaire 2015-2016



Remerciements

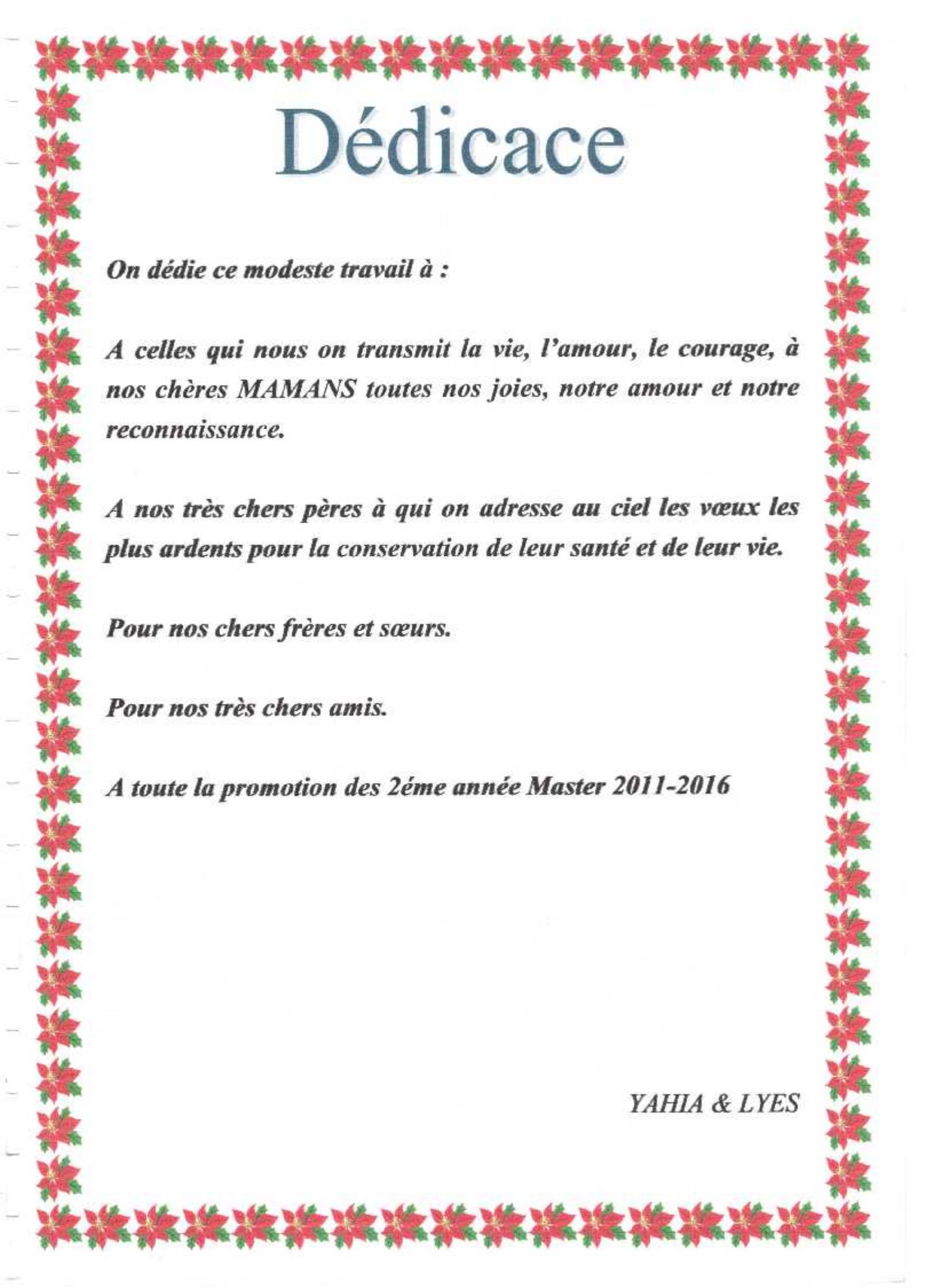
A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promotrice Mm Doudou pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Enfin, Sans omettre bien sur de remercier profondément aux cadres de l'institut d'aéronautique et des études spatiales et toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire, trouve ici l'expression la plus sincère de nos gratitude.

YAHIA & LYES



Dédicace

On dédie ce modeste travail à :

A celles qui nous ont transmis la vie, l'amour, le courage, à nos chères MAMANS toutes nos joies, notre amour et notre reconnaissance.

A nos très chers pères à qui on adresse au ciel les vœux les plus ardents pour la conservation de leur santé et de leur vie.

Pour nos chers frères et sœurs.

Pour nos très chers amis.

A toute la promotion des 2^{ème} année Master 2011-2016

YAHIA & LYES

Resumé:

L'objectif de notre sujet est l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN dans un système DS/CDMA.

Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. De ce fait, dans beaucoup de cas, l'acquisition initiale du code doit être accomplie dans des environnements très dégradés (Le rapport signal/bruit peut être très faible, la présence des brouilleurs, la possibilité de l'évanouissement du canal « fading », et l'existence de l'interférence multi-accès).

Par conséquent, nous proposons un arrangement de manière adaptatif du seuil de détection par l'utilisation d'un taux de fausse alarme constant (CFAR) bien connu dans la détection radar.

Nous avons fait notre étude sur la base de deux détecteurs adaptatifs qui sont le CACFAR et le CMLD-CFAR nous avons montré que le CMLD-CFAR est mieux adapté dans le cas non homogène (présence des interférences) que le CA-CFAR.

Abstract:

The objective of our subject is the adaptative acquisition of the pseudo noise sequence PN in a DS/CDMA system.

The propagation conditions are very variable and depend on the environment. In fact, the initial acquisition of the code, in a lot of cases, must be accomplished in very a damaged environments (the signal/noise ratio can be very weak, the presence of scramblers, the possibility of fading, and the existence of multi -access interference).

Therefore, we propose an adaptative arrangement of the threshold detection by the use of a constant false alarm rate (CFAR) that is much known in the radar detection.

We have made our study based of two adaptative detectors that are CA-CFAR and CMLD-CFAR; we showed that CMLD-CFAR is better in the non homogeneous case (presence of interferences)

إن وسيلة الراديو (le canal radio) تعتبر أساسا وسيلة للانتشار، لهذا فإن الإشارة المرسلة من قبل مستعملها قد يستقبلها المستعملون الآخرون الموجودون في مجال تغطية المرسل.

و على هذا الأساس فتم من المهم تنظيم وتحسين طريقة استغلال المستعملين لسبل الراديو المتاحة. بمعنى آخر أنه من الضروري تحديد تقنية المداخل المتعددة تسمح بإدارة فعالة لواسطة الراديو.

إن أهم أنظمة المداخل المتعددة المشهورة هي: المداخل المتعددة عن طريق تقاسم التواتر (FDMA)، المداخل المتعددة من خلال تقاسم الزمن (TDMA)، والمداخل المتعددة عن طريق تقاسم الشفرة (CDMA) هذه الطريقة المبنية على مبدأ أنظمة الاتصالات الناعمة لطيف الإشارة (Étalement du Spectre) تعتبر ذات أهمية كبيرة لدى الباحثين.

إن استرجاع المعلومات في أنظمة CDMA على أساس السلاسل المباشرة (séquence directe) تستلزم تمديد الإشارة باستعمال شفرة شبه عشوائية (pseudo-aléatoire) تنتج على مستوى المستقبل.

وهذا بطبيعة الحال يستلزم إقامة توافق بين الشفرات المستقبلية والمنتجة على مستوى المستقبل قبل كشف المعلومات المرسلة. هذا التوافق يعتبر من بين الإشكاليات الصعبة والمهمة في نظام DS/CDMA بحيث يتم على مرحلتين:

المعرفة الأولية (Acquisition) للمعلومات ثم عملية الاقفاء (Poursuite).

تهتم في هذه المنكزة بمرحلة المعرفة الأولية للسلسلة الشبه عشوائية.

إن أهم ما يميز واسطة الراديو-متحرك - تعدد مسارات الإشارة المرسلة (multi-trajets) كما أن الإشارة مهددة بالضعف والوصول المتأخر، علما أن هذه التغيرات الطارئة ذات طبيعة عشوائية.

اعتبرنا خلال هذه الدراسة نموذج " راليه " (Rayleigh) الناتج عن تعدد سبل الإشارة.

وكتيجة لعدم ثبوت ظروف الاتصالات المتحركة فإنه قد يستلزم أحيانا تحقيق عملية المعرفة الأولية في أوساط متردية جدا.

لهذا فإننا قد اقترحنا في هذه المنكزة النظام المتأقلم لتحديد عتبة الكشف و هذا عن طريق استعمال خوارزمية نسبة الإنذار الخاطي الثابتة المعروف من قبل في مجال الكشف بالرادار (Taux de fausse alarme constant CFAR).

ابتداء فقد قمنا بدراسة عملية المعرفة الأولية في محيط غير متجانس (حضور التداخلات) معتمدين على كشف معدلات الخلايا (Cell-Averaging CFAR) CA-CFAR و- (Censored mean level detector CFAR) CMLD معتبرين استعمال هوائي واحد على مستوى المستقبل.

Sommaire

Résumer

Liste des figures

Liste des tableaux

Abréviation

Introduction générale1

Chapitre 1 : le canal de transmission radio-mobile

1.1 Introduction.....3

1.2 Le canal de propagation.....3

1.2.1 Propagation en espace libre.....3

1.2.2 Propagation en environnement réel (Les trajets multiples).....5

1.3 Modélisation.....7

1.3.1 Distorsion d'amplitude.....8

1.3.2 Effet Doppler.....8

1.4 Étalement des retards et Bande de cohérence.....9

1.5 Sélectivité d'un canal de communication.....10

1.5.1 Canal sélectif en fréquence.....10

1.5.2 Canal non sélectif en fréquence.....11

1.6 Les types d'évanouissement.....11

1.6.1 Les évanouissements à grande échelle11

1.6.2 Les évanouissements à petite échelle.....11

1.7 Types et modèles de canaux.....13

1.7.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif13

1.7.2 Canal de Rayleigh14

1.7.3 Modèle de Rice.....15

1.8 Méthodes d'accès multiples.....17

1.8.1 Accès multiple dans les systèmes radiofréquences.....17

1.8.1.1 Accès multiple par répartition dans le temps18

1.8.1.2 Accès multiple par répartition de fréquence.....19

1.8.1.3 Accès multiple par répartition de codes20

1.8.2 Transmission duplex.....	23
1.8.2.1 Frequency Division Duplex (FDD).....	23
1.8.2.2 Time Division Duplex (TDD).....	24
Chapitre 2 : principes de l'étalement de spectre par séquence directe	
2.1 Introduction.....	25
2.2. Principe de l'étalement du spectre.....	25
2.2.1 Historique.....	27
2.2.2 Pourquoi étaler le spectre ?.....	28
2.2.3 Exemple d'application	29
2.3 Etalement du spectre par séquence directe	30
2.3.1 Modélisation du signal au niveau de l'émetteur.....	31
2.3.2 Les codes d'étalement et d'accès multiples.....	32
2.3.3 Caractéristiques du code d'étalement.....	32
2.3.4 Dé-étalement en réception.....	37
2.4 Canal à trajets multiples.....	39
2.5 Synchronisation du code.....	40
2.5.1 Synchronisation grossière : l'Acquisition.....	40
2.5.2 Poursuite du code (Code tracking).....	44
Chapitre 3 : Acquisition adaptative du code PN utilisant une censure	
3.1. Introduction.....	46
3.2. Formulation du problème et description du système.....	46
3.2.1. Hypothèses de base.....	46
3.3. Analyse des performances des détecteurs.....	50
3.3.1. Probabilité de détection et taux de fausse alarme.....	50
3.3.2 Principe de la détection adaptative.....	51
3.3.2.1 Cas du processeur CMLD-CFAR.....	52
3.3.2.2 Cas du processeur CACFAR.....	53
Chapitre 4 : Résultats et discussion	
4.1 Introduction.....	54
4.2 La probabilité de détection.....	54
4.2.1 Le CA-CFAR.....	55
4.2.2 Le CMLD-CFAR.....	55

4.3 Conclusion.....	60
4.4 Suggestions pour les travaux futurs de la recherche.....	61

BIBLIOGRAPHIE

Liste des figures

Figure 1.1 : propagation en espace libre

Figure 1.2 : Système de communication avec un canal à bruit additif

Figure 1.3 : Atténuation en espace libre

Figure 1.4 : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion

Figure 1.5 : Système de communication avec un canal réel

Figure 1.6 : Effet doppler

Figure 1.7 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

Figure 1.8 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

Figure 1.9 : Exemple de représentation d'un canal de propagation

Figure 1.10:Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien AWGN

Figure 1.11 Représentation d'une distribution gaussienne à valeur moyenne nulle

Figure 1.12 : Canal de Rayleigh

Figure 1.13 : Densité de probabilité de l'évanouissement d'un canal de Rayleigh

Figure 1.14 : Canal de Rice

Figure 1.15 : distribution de Rice pour $k=0,1,2,5$

Figure 1.16 : Fonction de densité de probabilité de Rayleigh et de Rice ($\sigma^2 = 1$ et $A = 1,5$).

Figure 1.17 : Technique d'accès multiple TDMA.

Figure 1.18. : Technique d'accès multiple FDMA.

Figure 1.19 : Technique d'accès multiple CDMA.

Figure 1.20 : Différentes techniques CDMA.

Figure 1.21 : Transmission duplex.

Figure 1.22: Multiplex FDD/CDMA.

Figure 2.1 : Transmission numérique classique : domaine spectral.

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

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

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

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

Figure 2.6 : Générateur de la séquence du code à longueur maximale ($R=4$).

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

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

Figure 2.9 : Principe de l'acquisition du code.

Figure 2.10 : Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée.

Figure 2.11 : Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL.

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

Figure 3.2 : Schéma Bloc du processeur d'acquisition.

Figure 4.1 : Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMLD-CFAR dans un milieu homogène

Figure 4.2 : La probabilité de détection pour $M = 128$ et 256 , $L_p=1$ (détecteur CA-CFAR et CMLD-CFAR)

Figure 4.3: Influence de la loi uniforme sur la performance de détection.

Figure 4.4 : Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMLD-CFAR dans un milieu non homogène ($L_p=6$).

Figure 4.5 : Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMD-CFAR avec des signaux multi trajet ($L_p=4,8$)

Figure 4.6: Influence du nombre de cellules de référence sur la performance de détection.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1.Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.

Tableau 2.2. Choix des prises sur le registre.

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

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

Tableau 2.5. La distribution du nombre de bits 0 et 1 dans une séquence du code pour $R=7$

Tableau 2.6. Intercorrélation des séquences de longueur maximale

Tableau 4.1.Valeurs de T pour différentes N et pour $P_{fa}=10^{-3}$

Tableau 4.2. Valeurs de T pour différentes N et L_p et pour $P_{fa}=10^{-3}$

Abréviation

LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
PDP	Power Delay Profile
AWGN	Additive White Gaussian Noise
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
DS-SS	Direct Sequence–Spread Spectrum
GSM	Global System for Mobiles communications
IAM	Multiple Access Interférences
DS-CDMA	Direct Sequence-Code Division Multiple Access
FDD	Frequency Division Duplex
TDD	Time Division Duplex
PN	Pseudo-Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
BER	Bit Error Rate
DLL	Delay-Locked Loops
PLL	Phase Locked Loops
CFAR	Constant False Alarm Rate
CA	Cell Averaging
CMLD	Censored mean level detector
P_d	Probability of Detection (Probabilité de détection)
P_{fa}	Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme)
P_{nfa}	Probability of not false alarm (Probabilité de fausse alarme)

INTRODUCTION GENERALE

Récemment, les intérêts dans l'accès multiple à répartition par le code à séquence directe (Direct Séquence Code Division Multiple Access - DS/CDMA -) pour des transmissions mobiles s'étaient développés considérablement.

Dans les systèmes DS/CDMA, pour récupérer l'information transmise, le signal reçu devrait d'abord être désétaillé en utilisant un code pseudo aléatoire (PN) généré localement. Ceci signifie que la synchronisation entre les codes reçus et les codes localement générés est exigée avant la détection de données. Par conséquent, l'établissement rapide de la synchronisation du code est l'une des problèmes importants dans les systèmes de DS/CDMA.

Le processus de la synchronisation est habituellement réalisé dans deux étapes : L'Acquisition et La poursuite (Tracking).

L'acquisition se rapporte à la synchronisation brute de la séquence reçue avec les séquences localement générées à une fraction de la durée d'un chip (la durée de bit de la séquence PN), alors que la deuxième étape doit réaliser l'alignement fin des deux séquences, c'est-à-dire le récepteur détermine où chaque symbole commence et termine. Dans ce mémoire Nous nous concentrons sur l'acquisition initiale qui est habituellement très difficile.

La transmission de l'information sur la voie radio dans les systèmes mobiles s'effectue soit depuis une station de base vers un mobile (ou un ensemble de mobiles) ce qu'on appelle une liaison descendante, soit depuis un mobile vers la base ce qui est appelé liaison montante.

Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement. On peut les apprécier à travers une vision électromagnétique, ou bien nous limiter aux aspects traitement du signal. C'est cette approche qui a été retenue dans ce travail pour des exigences de clarté et d'efficacité. De ce fait, dans beaucoup de cas, l'acquisition initiale du code doit être accomplie dans des environnements très dégradés (Le rapport signal/bruit peut être très faible, la présence des brouilleurs, la possibilité de l'évanouissement du canal « fading », et l'existence de l'interférence multi-accès), qui nous permet de dire que les niveaux reçus de signal dans les communications mobiles sont inconnus. Alors les techniques des seuils fixes ne peuvent pas être appliquées parce qu'elles peuvent avoir comme conséquence un nombre excessif de fausses alarmes. Cette raison suggère l'utilisation des techniques adaptatives (seuil Adaptatif) dans le traitement des signaux, qui devrait être déterminé selon la puissance du bruit de l'environnement.

Beaucoup de processeurs à Taux de Fausse Alarme Constant TFAC (CFAR, Constant False Alarm Rate) utilisés dans les systèmes radar ont été également appliqués dans les problèmes d'acquisition des séquences PN dans des systèmes DS/CDMA pour combattre la variabilité et l'instabilité de la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} . Cette technique a été introduite pour la première fois par Fim et Johnson. Kim a proposé l'acquisition adaptative utilisant pour cela les détecteurs CA-CFAR avec intégration non cohérente dans un environnement Rayleigh homogène ce système a montré de bonnes performances concernant la probabilité de détection P_d dans un milieu homogène.

Mais Le problème c'est que les performances du détecteur CA-CFAR sont dégradées quand le milieu est non homogène.

Diverses classes de techniques CFAR ont été élaborées pour améliorer la robustesse des systèmes dans des environnements non homogènes comme Le détecteur CMLD-CFAR où le seuil est obtenu à partir d'un des échantillons ordonnés de la fenêtre de référence présente des bonnes performances dans le cas non homogène mais l'effet négatif des trajets multiples reste toujours existant.

Chapitre 1

Le canal de transmission radio-mobile

1.1. INTRODUCTION :

Le canal de transmission radio-mobile est sans doute l'un des médias de communication les plus variables et les plus incontrôlables. Les ondes radioélectriques, parce qu'elles se propagent en traversant l'espace, sont sujettes aux nombreuses irrégularités de 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.

L'objectif de ce chapitre est d'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. Quelques méthodes d'accès multiples sont également introduites à la fin de ce chapitre.

1.2 Le canal de propagation :

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fil : L'émetteur, le récepteur et le support de propagation de l'onde électromagnétique. Ce support est désigné par le terme "Canal de Propagation". Ce canal peut être présenté sous la forme d'un ensemble de phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [1][2].

1.2.1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur. Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en Vue directe ou LOS (Line Of Sight).

Un système de communication respectant ces spécifications peut être schématisé comme le Montre la figure (1.1).

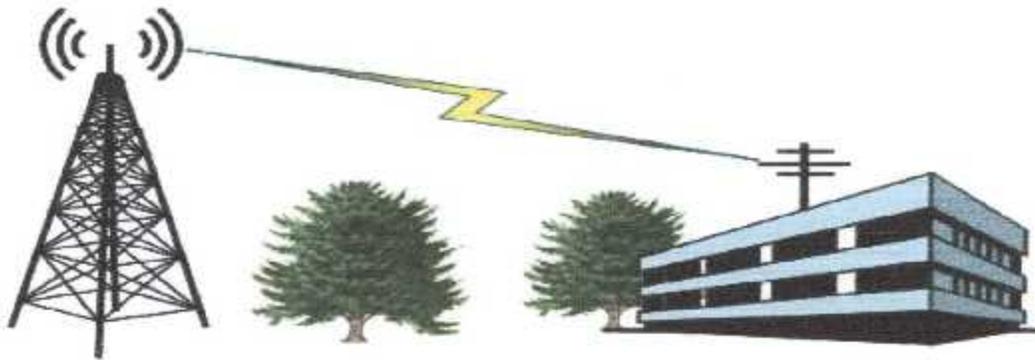


Figure 1.1 : propagation en espace libre

A la réception, la puissance du signal subit une atténuation A inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{Watt}) \quad (1.1)$$

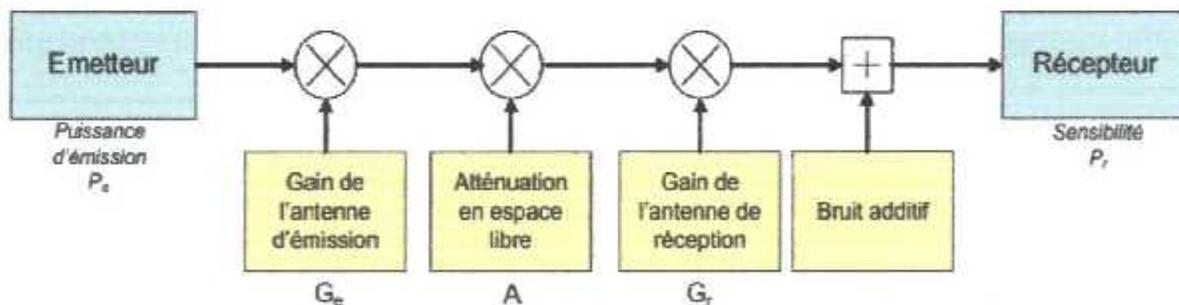


Figure 1.2 : Système de communication avec un canal à bruit additif

Où G_e et G_r sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dB, d est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et λ est la longueur d'onde en mètre. L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance P_e du signal émis et la puissance P_r du signal reçu s'écrit :

$$A = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{dB}) \quad (1.2)$$

λ est reliée à la fréquence de travail f par la relation suivante : $\lambda = \frac{c}{f}$

Et

C : célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/sec).

En considérant les gains des antennes d'émission et de réception fixés à 0dB, des courbes d'atténuation en espace libre sont illustrées en fonction de d à différentes fréquences.

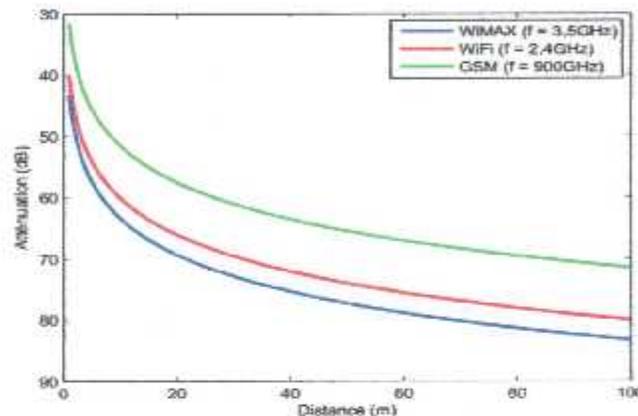


Figure 1.3 : Atténuation en espace libre

1.2.2 Propagation en environnement réel (Les trajets multiples) :

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour Atteindre sa destination dépendant des types d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...).

Généralement, le signal transmis par une source se propage dans l'espace en suivant plusieurs Chemins radios, avant d'être reçu par le destinataire. Ce type de propagation est appelé NLOS (Non Line Of Sight) si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Si une visibilité Directe existe entre ces derniers, les propagations LOS et NLOS peuvent coexister (cf. figure1.3). En fonction de la nature de l'environnement de propagation et de la taille des obstacles, il est sujet à l'influence de divers phénomènes physique [3] [4] [5] [6] à savoir :

- ✓ **la réflexion** : est la transmission qui se produisent sur des obstacles de grandes dimensions Par rapport à la longueur d'onde telle que les murs, les bâtiments.....
- ✓ **La réfraction** : décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui Signifie que toute l'énergie est réfléchi. Les Coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de L'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente.

- ✓ **la diffraction** : qui se produit sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. On peut citer, par exemple, la diffraction sur les coins des bâtiments.
- ✓ **La diffusion** peut se produire quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane et lisse. C'est le cas des couches ionisées, de la surface du sol dans les régions vallonnées (pour les longueurs d'ondes les plus grandes) ou de la surface des obstacles (falaises, forêts, constructions...) pour les ondes ultracourtes (au-dessus de quelques centaines de mégahertz)

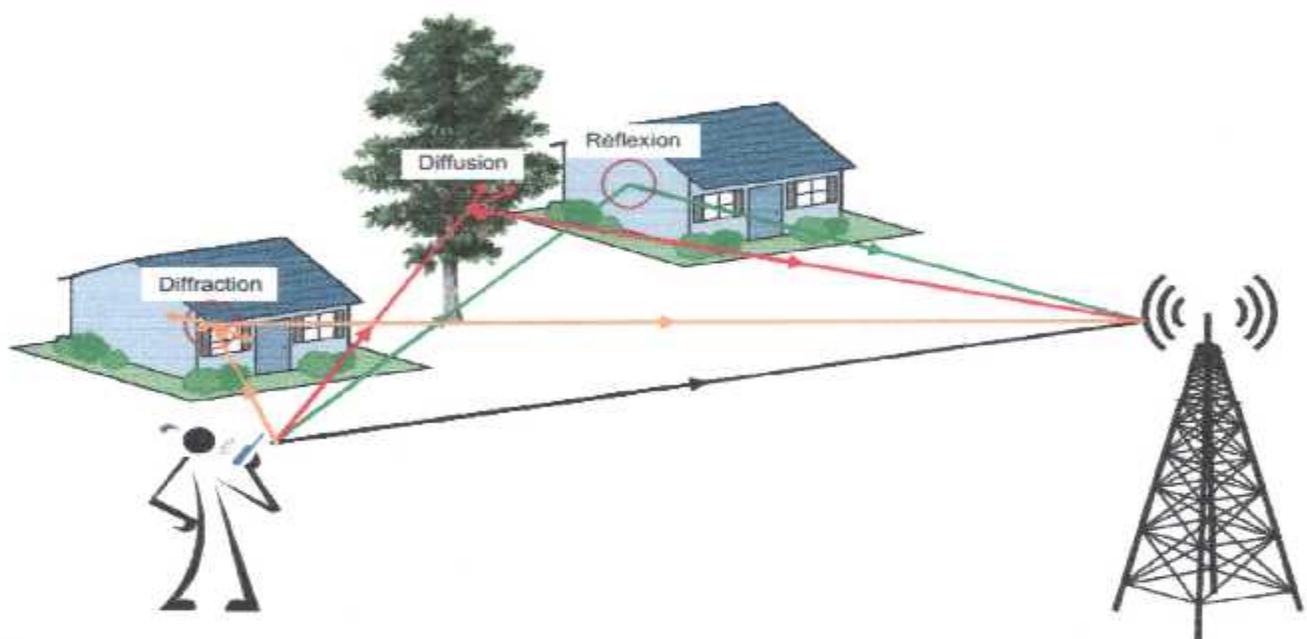


Figure 1.4 : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion

Au niveau de la réception, les trajets arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépend de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total.

Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation en environnement réel comme le montre la figure (1.5).

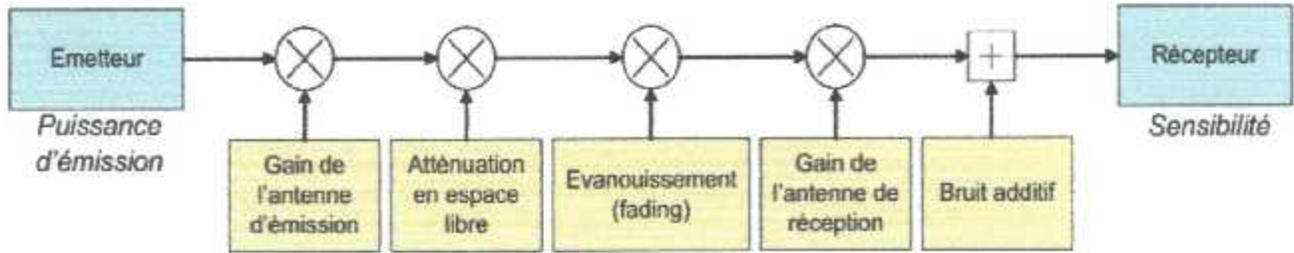


Figure 1.5 : Système de communication avec un canal réel

1.3 Modélisation

Soit un canal radio mobile caractérisé par L trajets et par des retards associés à ces trajets.

On peut donc considérer ce canal comme un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui est une fonction du temps et des retards des trajets.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j(2\pi f_c \tau_l(t))} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.3)$$

Avec $\alpha_l(t)$ et $\tau_l(t)$ sont respectivement l'amplitude complexe et le retard du $n^{\text{ième}}$ trajet à l'instant t .

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent Les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante :

- ✚ distorsion d'amplitude par l'évanouissement
- ✚ décalage en fréquence par effet Doppler
- ✚ distorsion de phase par l'étalement des retards

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe.

En effet, comme un avantage, 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.

1.3.1 Distorsion d'amplitude :

Les trajets se recombinent au niveau du récepteur Pour constituer le signal reçu. Ces recombinaisons peuvent être sous forme de superpositions Constructives, en phase, ou destructives, en opposition de phase, des différents rayons réfléchis, diffusés ou réfractés vers le récepteur, donnant lieu à des distorsions du signal. On parle, alors, de distorsion d'amplitude ou fading. La distribution de ces évanouissements dépend de la présence ou de l'absence d'un trajet LOS. En absence de ce trajet, le canal est représenté par la somme d'un grand nombre de valeurs aléatoires indépendantes et l'atténuation d'amplitude résultante suit une loi de Rayleigh [7]. Cependant, si le canal entre l'émetteur et le récepteur est formé par un trajet direct et une infinité de trajets indirects, la distribution de l'atténuation est modélisée comme une loi de Rice [7].

1.3.2 Effet Doppler :

C'est la prise en compte de la vitesse dans le modèle de canal, Les variation du canal radio mobile dépendant fortement de la vitesse du mobile qui induit des variation dans la fréquence d'apparition des évanouissements rapides, une dispersion des temps de propagation ,un spectre doppler qui dépend des angles d' incidences des ondes arrivant sur le mobile et des décalage dans la phase du signal reçu.

La mobilité de l'émetteur, du récepteur ou même d'un ou des objets environnants à une certaine vitesse engendre un décalage fréquentiel f_d . On parle alors de décalage Doppler ou Étalement spectral du signal transmis. La valeur de ce décalage peut être calculée à partir de L'équation suivante :

$$f_d = f_c \left(\frac{v}{c} \right) \cos \theta \quad (1.4)$$

Avec :

- ✓ f_c est la fréquence porteuse .
- ✓ v : la vitesse du mobile.
- ✓ c : la célérité de la lumière dans le vide.
- ✓ θ : l'angle entre l'onde incidente et le vecteur vitesse du mobile comme indiqué figure 4

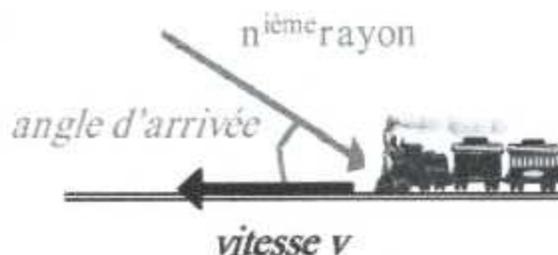


Figure 1.6 : Effet doppler

1.4 Étalement des retards et Bande de cohérence :

Comme mentionné précédemment, selon l'environnement de propagation, un signal émis est porté par un certain nombre de trajets. En fonction des parcours empruntés par ces trajets, chaque copie de ce signal est reçue par le récepteur avec une puissance et un retard propres. Cela donne naissance à un certain profil de retards et de puissances caractérisant le canal. En anglais ce profil est connu sous la terminologie Power Delay Profile (PDP). Dans le but de comparer différents canaux multi-trajets, certains paramètres ont été mis en place [8] [9] :

• **Le retard moyen** : Le retard moyen est le moment du premier ordre du PDP. Il est défini Par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.5)$$

• **L'étalement RMS** : La valeur efficace (RMS) de l'étalement des retards est définie comme étant la racine carrée du moment de second ordre du PDP. Elle s'écrit :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (1.6)$$

Avec :

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.7)$$

Ces retards sont relatifs au premier trajet arrivant sur le récepteur à τ_0 . Les équations (1.5) et (1.7) ne font pas référence à la puissance absolue du signal $P(\tau)$ mais plutôt à la puissance $P(\tau_k)$ relative à chaque trajet k reçu. Les valeurs typiques de cet étalement sont de l'ordre de la microseconde pour des canaux de type Outdoor et de l'ordre de la nanoseconde pour Des canaux de type Indoor.

• **Le retard maximal** : Le retard maximal τ_{max} est défini comme étant le retard relatif au Trajet k ayant un niveau de puissance égal à un certain seuil XdB.

Ce seuil est fixé par rapport à la puissance maximale reçue (qui n'est pas forcément celle du 1^{er} trajet). Ainsi,

$$\tau_{max} = \tau_k - \tau_0 \quad (1.8)$$

On appelle bande de cohérence, la bande de fréquence dans laquelle les comportements des Signaux radiofréquence sont encore fortement corrélés. Elle est inversement proportionnelle à L'étalement RMS et s'écrit :

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.9)$$

Lorsque $B_c \leq B_s$, avec B_s la bande de fréquence du signal modulé, le canal est dit sélectif en Fréquence. Inversement, le canal est dit non sélectif en fréquence ou plat.

1.5 Sélectivité d'un canal de communication :

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de bande du Signal et de l'étalement du délai du canal. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des Composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation [10]. Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le Récepteur du signal émis avec la période symbole. Nous pouvons classer les canaux en deux Type :

- Canal sélectif en fréquence
- Canal non sélectif en fréquence

1.5.1- Canal sélectif en fréquence :

Nous parlons de canal sélectif en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation.

Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de Cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets Multiples.

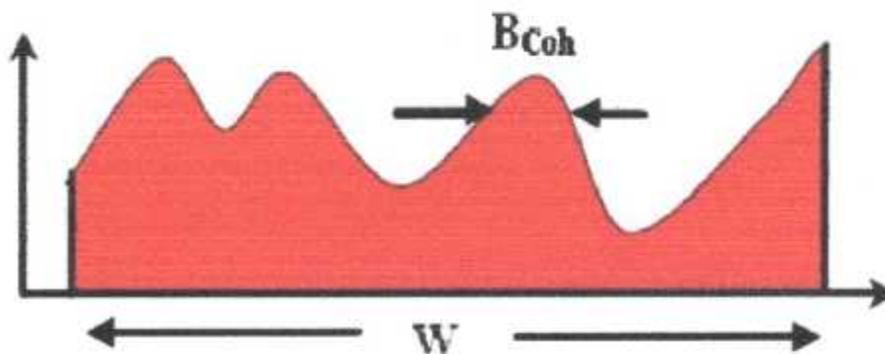


Figure 1-7 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

1.5.2- Canal non sélectif en fréquence :

Cette fois-ci, si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente, alors le canal est dit non sélectif en fréquence. D'une autre manière, nous pouvons aussi parler du cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole. Dans ce cas le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation et ainsi le canal est dit aussi non-sélectif en fréquence, c'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Puis la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh.

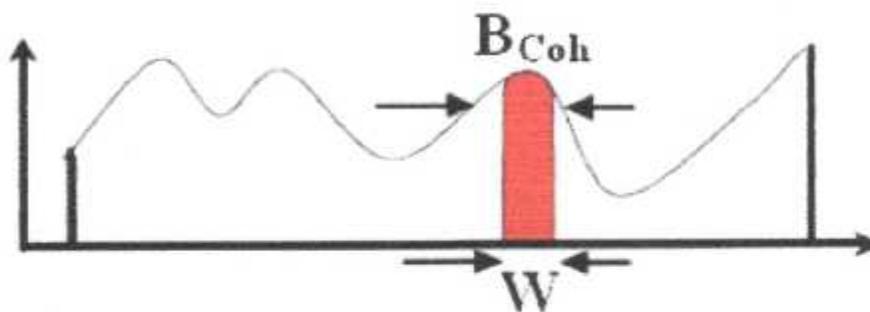


Figure 1.8 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

1.6 Les types d'évanouissement :

Les multiples versions du signal dû aux interférences constructives et destructives causent des fluctuations rapides du signal sur des petites périodes. Il existe plusieurs types d'évanouissement définis comme suit :

1.6.1 Les évanouissements à grande échelle :

Les évanouissements à grande échelle représentent les atténuations de la puissance Moyenne du signal résultant du mouvement sur des grandes espaces. Ce type sera nuancé par les contours proéminents et les éléments du relief en l'occurrence des montagnes, maisonsetc.

1.6.2 Les évanouissements à petite échelle :

Les évanouissements à petite échelle sont causés par la variation de l'amplitude et de la Phase suite à des légers changements (de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans le Positionnement des entités communicantes. Ils se manifestent principalement par une Dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal.

Ces évanouissements peuvent appartenir suivant les manifestations et les causes Spécifique à l'une des sous classes suivantes :

✦ Évanouissement uniforme :

L'évanouissement uniforme désigne un canal sans fil avec évanouissement dont lequel Le gain et la phase sont constants sur une largeur de bande plus grande que la largeur de bande Du signal transmis. Toutes les fréquences du signal qui subit de la dispersion sont affectées Dans la même proportion : « la dégradation est non sélectif en fréquence ».

✦ Évanouissement rapide :

Nous parlons d'évanouissement rapide lorsque la réponse du canal change rapidement Durant la période d'un canal. Il est dû aux réflexions d'objets proches et au déplacement Relatif de ces derniers.

✦ Évanouissement lent

Lorsque les signaux sont affaiblis à cause d'un ombrage entre l'émetteur et le récepteur, Nous parlons d'un évanouissement lent.

En combinant cet effet de sélectivité avec l'effet Doppler, qui agit plutôt sur la rapidité des Évanouissements, on peut lister quatre types de canaux à savoir :

- Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent (Flat Slow Fading en anglais) où $B_c > B_s$ et $T_c > \tau_{max}$.
- Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide (Flat Fast Fading en anglais) où $B_c > B_s$ et $T_c < \tau_{max}$.
- Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent (Frequency Selective Slow Fading en anglais) où $B_c < B_s$ et $T_c > \tau_{max}$.
- Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide (Frequency Selective Fast Fading en anglais) où $B_c < B_s$ et $T_c < \tau_{max}$.

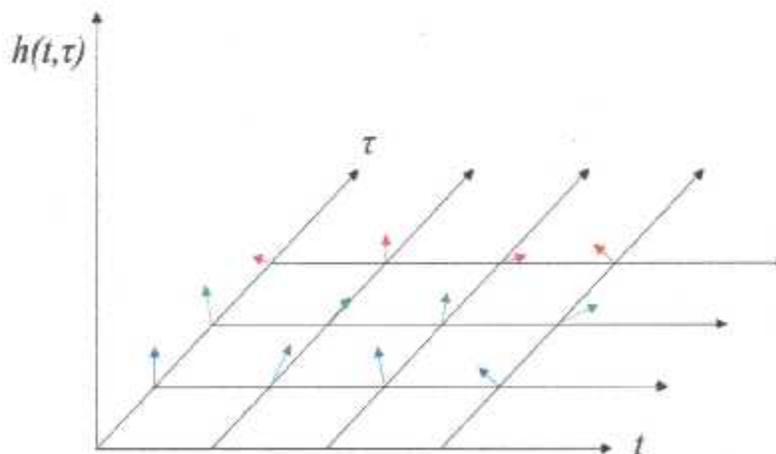


Figure 1.9 : Exemple de représentation d'un canal de propagation

1.7 Types et modèles de canaux

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [10] :

1.7.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif :

Le modèle du canal avec bruit blanc gaussien aditif (BBGA) est le plus simple des Modèles. Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$. Le bruit peut être d'origine interne comme le bruit thermique causé Par l'agitation des électrons dans les équipements électroniques, ou bien d'origine externe tel que le bruit d'antenne.

Le modèle du canal à bruit blanc Gaussien (Additive White Gaussian Noise : AWGN) est Composé selon le principe de la Figure 1.5 d'un bruit blanc Gaussien ajouté à l'onde modulée $S(t)$.

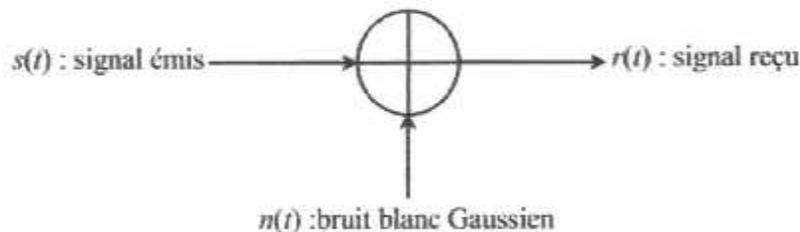


Figure 1.10 : Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien AWGN

Le signal reçu s'écrit alors :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.10)$$

$n(t)$ représente le bruit caractérisé par un processus aléatoire de moyenne nulle et de variance σ^2 .

$n(t)$ est modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne définie comme suit :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.11)$$

Avec :

σ^2 : la variance.

m : la moyenne de la variable aléatoire x .

La figure suivante représente la fonction de densité de probabilité $p(x)$ d'un bruit blanc gaussien avec une valeur moyenne nulle.

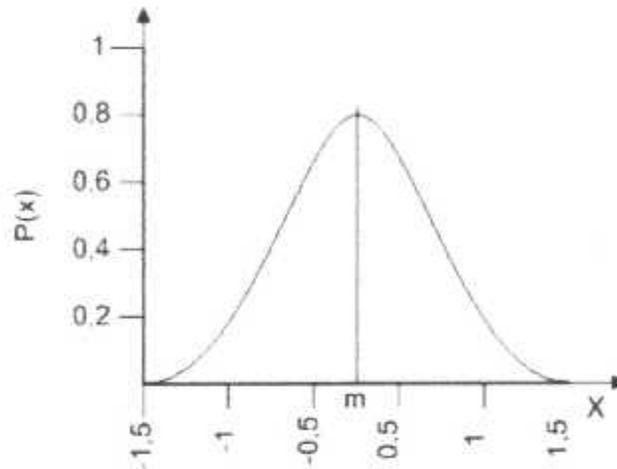


Figure 1.11 Représentation d'une distribution gaussienne à valeur moyenne nulle

1.7.2 : canal de Rayleigh :

Un modèle de Rayleigh un modèle de canal qui est destiné aux évanouissements causés par des multi-trajets combinés à une absence de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur ou Non Line Of Sight (NLOS) et où la moyenne de la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme nulle.

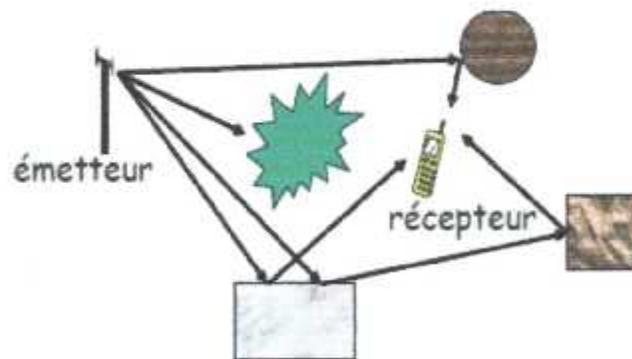


Figure 1.12 : Canal de Rayleigh

La densité de probabilité $p(\alpha)$ de l'évanouissement α est définie par :

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) & \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases}$$

La Figure 1.13 représente la densité de probabilité de l'évanouissement d'un canal de Rayleigh.

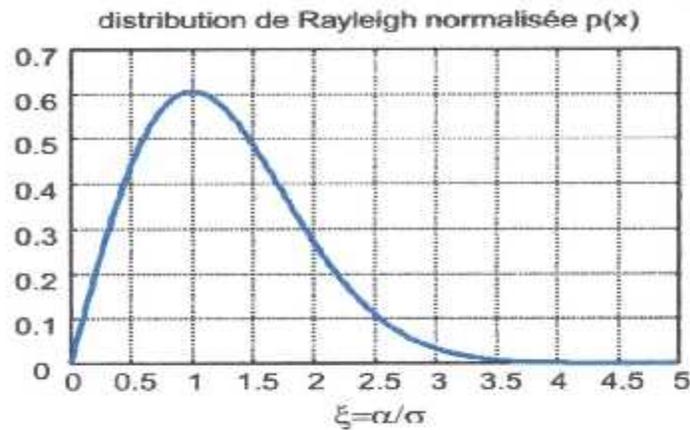


Figure 1.13 : Densité de probabilité de l'évanouissement d'un canal de Rayleigh

1.7.3 Modèle de Rice

Un modèle de Rice est un modèle utilisé pour un environnement de propagation intégrant une forte visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur combiné avec plusieurs séries de trajet.

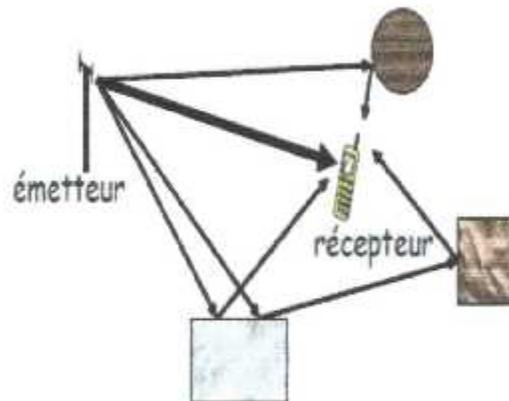


Figure 1.14 : Canal de Rice

La densité de probabilité de l'évanouissement est définie par :

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{A \cdot \alpha}{\sigma^2}\right); & A \geq 0 \quad \alpha \geq 0 \\ 0 & \alpha < 0 \end{cases}$$

Avec $I_0(\cdot)$ qui est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

A : l'amplitude du trajet direct.

1 paramètre clé : $k = \frac{A^2}{2\sigma^2}$

La Figure 1.15 représente la densité de probabilité de l'évanouissement d'un canal de Rice :

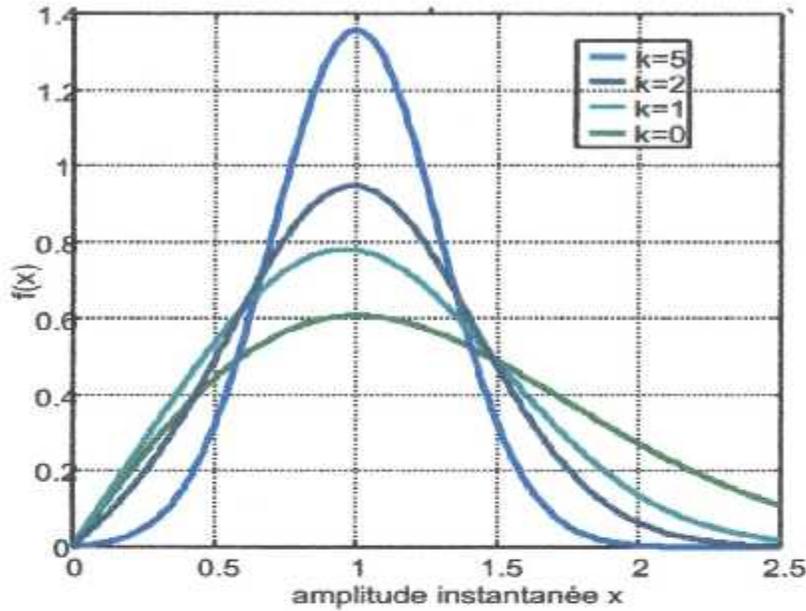


Figure 1.15 : distribution de Rice pour k=0,1,2,5

Remarque : La distribution de Rayleigh est un cas particulier de celle de Rice lorsque A=0.

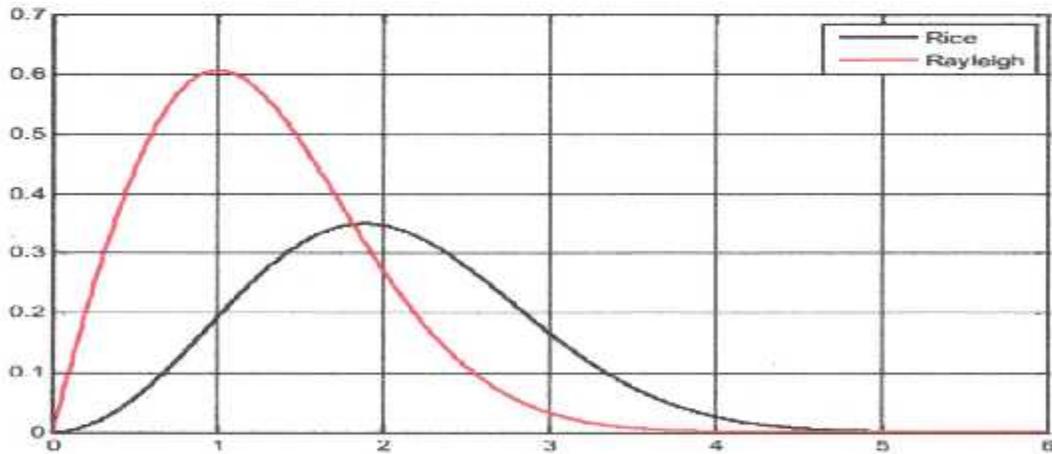


Figure 1.16 Fonction de densité de probabilité de Rayleigh et de Rice ($\sigma^2 = 1$ et $A = 1,5$).

1.8 Méthodes d'accès multiples :

Les communications dans les systèmes radio-mobiles utilisent une bande de fréquence allouée au système, par des organismes de régulation, dont la largeur est limitée. Cette bande de fréquence doit être utilisée de la façon la plus judicieuse possible afin d'écouler le maximum de communications. Elle est partagée en canaux qui sont alloués à la demande aux mobiles pour permettre l'échange d'informations d'un terminal mobile avec le réseau ou avec d'autres mobiles. La définition des canaux de communication dépend de la méthode d'accès multiples retenue.

Les trois principales techniques d'accès multiple sont les suivantes :

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

Nous abordons en particulier la technique d'accès multiple par répartition de code (Code Division Multiple Access : CDMA), la technique d'étalement de spectre, et plus spécialement celle utilisant une séquence directe (DS-SS, Direct Sequence–Spread Spectrum).

1.8.1 Accès multiple dans les systèmes radiofréquences

Le principal problème de transmission en téléphonie mobile est le partage de l'espace des Canaux de transmission. En effet, l'environnement est le même pour tous les utilisateurs, l'espace des fréquences disponibles est restreint et de plus le milieu est bruité.

Pour une utilisation efficace des ressources disponibles, les utilisateurs des systèmes de communication sont amenés à y accéder en même temps. Ceci pose le problème d'accès multiples qui consiste à examiner comment organiser l'accès d'un nombre important d'utilisateurs à une ressource commune.

Les techniques d'accès multiples se répartissent en trois grandes catégories :

- Accès multiple par une répartition de fréquences (Frequency Division Multiple Access : FDMA).
- Accès multiple par une répartition dans le temps (Time Division Multiple Access : TDMA).
- Accès multiple par une répartition des codes (Code Division Multiple Access : CDMA).

1.8.1.1 Accès multiple par répartition dans le temps

Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le GSM (Global System for Mobiles communications), utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (Time Division Multiple Access : TDMA). Cette technologie est aussi introduite dans le système de Communication cellulaire japonais (Japanese Personal Digital Cellular : JPDC) [9].

La technique TDMA est basée sur la répartition des ressources en temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante, et émettent les données à transmettre dans les différents intervalles de temps (time slots) qui leurs sont alloués.

Un émetteur/récepteur, tel qu'un téléphone cellulaire, peut, par exemple, émettre et recevoir dans un intervalle de temps spécifique et rester inactif jusqu'à ce qu'il soit autorisé à intervenir de nouveau. En d'autres termes, chaque intervalle de temps reçoit une partie du signal radio fréquence associé à un utilisateur donné.

La majorité des systèmes de communications radiofréquences utilisant la TDMA sont dit Synchrones, ce qui implique une gestion des périodes d'émission de chacun des utilisateurs. Afin de ne pas engendrer d'Interférence d'Accès Multiple IAM (Multiple Access Interférences : MAI), il est impératif que chaque signal respecte strictement l'intervalle de temps qui lui est accordé pour sa transmission. Les récepteurs doivent aussi respecter les intervalles de temps qui leurs sont associés pour reconstituer correctement les séquences d'information qui leurs sont destinées.

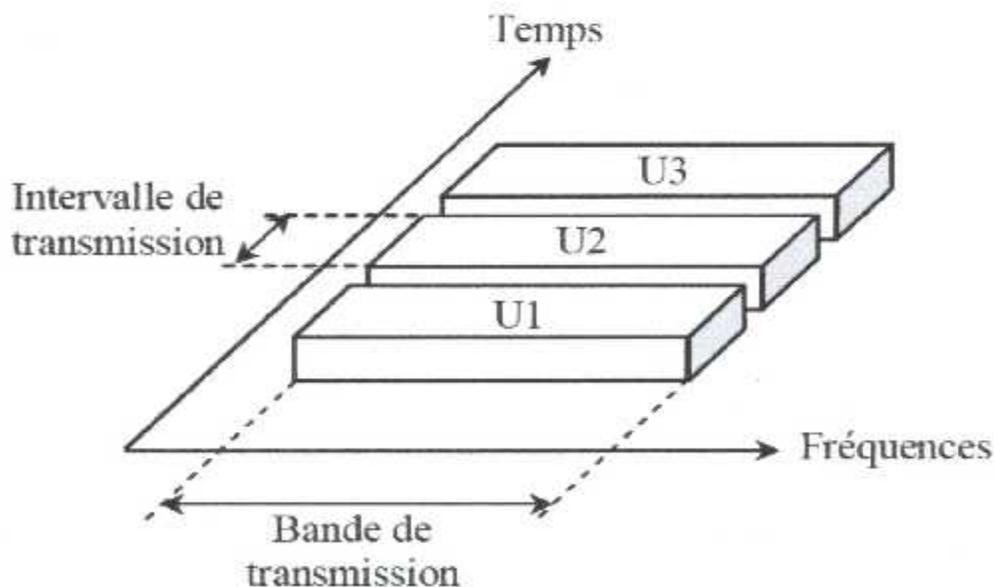


Figure 1.17 Technique d'accès multiple TDMA.

1.8.1.2 Accès multiple par répartition de fréquence

L'Accès Multiple par Répartition de Fréquences, est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communications radiofréquences. C'est la méthode d'accès multiples la plus ancienne. Elle est utilisée principalement dans les systèmes analogiques. Elle consiste à transmettre les signaux provenant de N utilisateurs différents sur des bandes de fréquences distinctes.

Au niveau de l'émetteur, un filtre passe bas est utilisé afin de s'assurer que la bande passante du message à transmettre est limitée à une largeur définie au préalable. Chaque signal module une porteuse différente. Les signaux issus des N modulateurs sont superposés et transmis par le canal.

En réception, les porteuses sont séparées par des filtres passe bande placés en parallèle et centrés sur les fréquences porteuses des messages à détecter. La largeur de ces filtres est déterminée afin de ne pas couper le spectre du signal. A la sortie du filtre passe bande, le signal est démodulé et traverse un filtre passe bas permettant d'écarter les composantes indésirables et de récupérer le message en bande de base.

Dans ces conditions, les utilisateurs émettent leurs signaux de manière continue, chacun sur une fréquence différente, comme le montre la figure suivante. La suppression des interférences d'accès multiples est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini, appelé communément bande de garde.

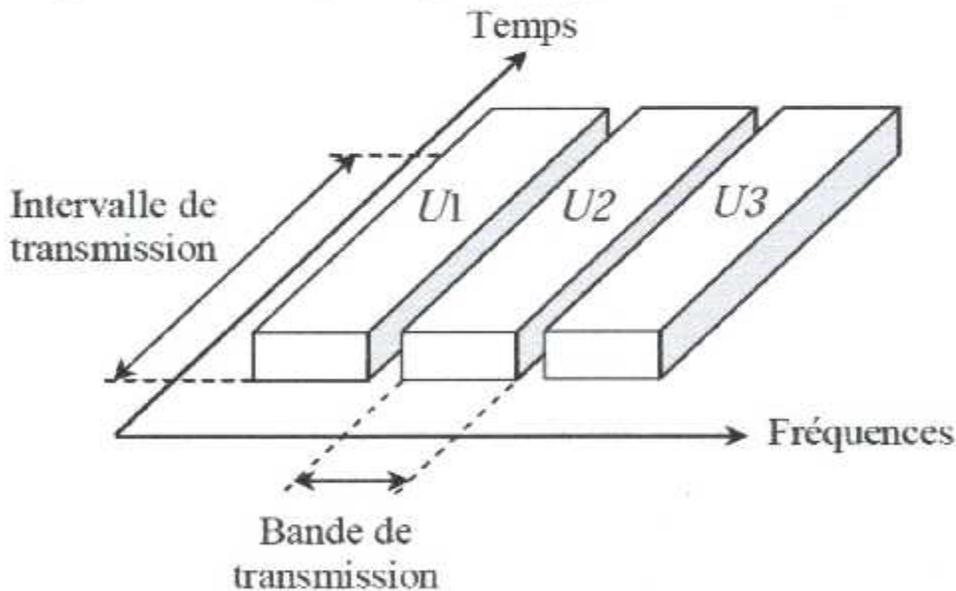


Figure 1.18. Technique d'accès multiple FDMA.

1.8.1.3 Accès multiple par répartition de codes :

La CDMA est une technique d'étalement de spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et pour le niveau de sécurité qu'elle offre [1,15]. L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre (spread spectrum : SS). C'est en 1978, que la technique à étalement du spectre fut proposée pour la première fois pour les communications mobiles cellulaires à haute capacité [9].

Le premier système de transmissions mobile cellulaire qui utilisait la CDMA pour la transmission multiplex était IS-95. Son exécution commerciale à commencer à la fin de 1995. En 1991, la société QUALCOMM a utilisé la méthode d'accès CDMA pour les communications mobiles cellulaires. La norme IS-95 fut le résultat de cette proposition et fut publiée en juillet 1993. Le premier réseau CDMA fut ouvert à Hong Kong en septembre 1995.

L'accès multiple par répartition de Codes est une technique de multiplexage plus récente que la TDMA et la FDMA. Dans cette technique, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code, aussi appelé signature ou séquence de code, qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant des autres utilisateurs. La réduction des IAM n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

La Figure suivante schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le Temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

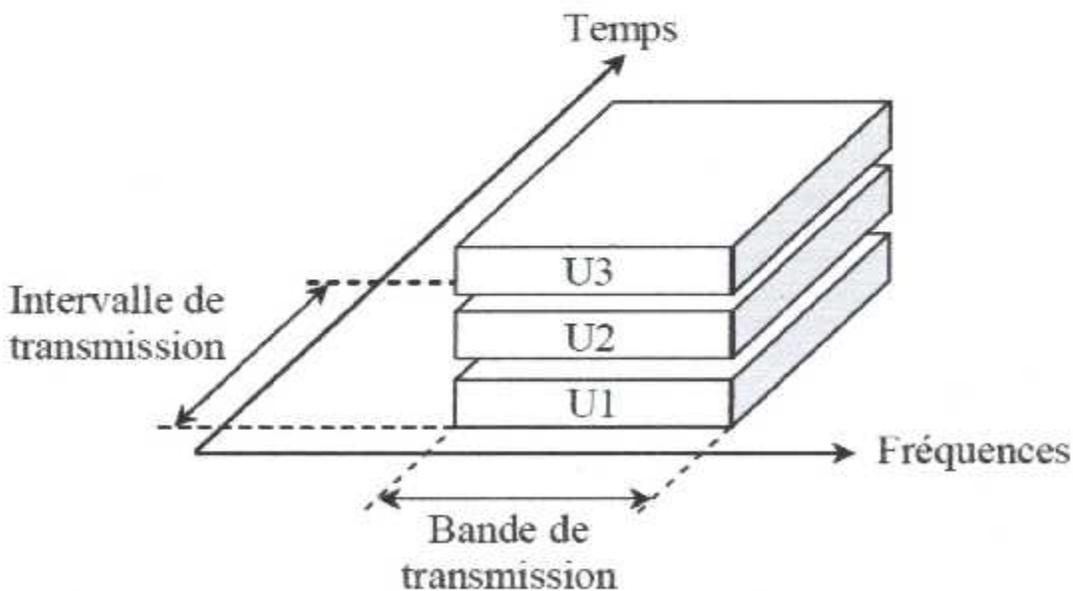


Figure 1.19 Technique d'accès multiple CDMA.

La technique CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux. En effet, contrairement aux techniques TDMA et FDMA, la capacité de multiplexage du CDMA n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalles de temps disponibles ou fréquences utilisables), mais par la capacité de générer un maximum de codes. Ces derniers étant choisis de manière à minimiser les Interférences d'Accès Multiple.

Pour obtenir de meilleures performances, plusieurs études ont associé la CDMA aux autres Techniques de multiplexage (TDMA, FDMA, ...etc.). Deux grandes catégories de codage CDMA se dégagent. La première, sous le nom de CDMA pure, regroupe la CDMA à séquences directes (DS-SS-CDMA), la CDMA à saut de fréquence lent ou rapide (Slow Frequency Hopping CDMA : SFH-SS-CDMA, Fast Frequency Hopping CDMA : FFH-SS-CDMA) et la CDMA à saut de temps (Time Hopping CDMA : TH-SS-CDMA). La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage.

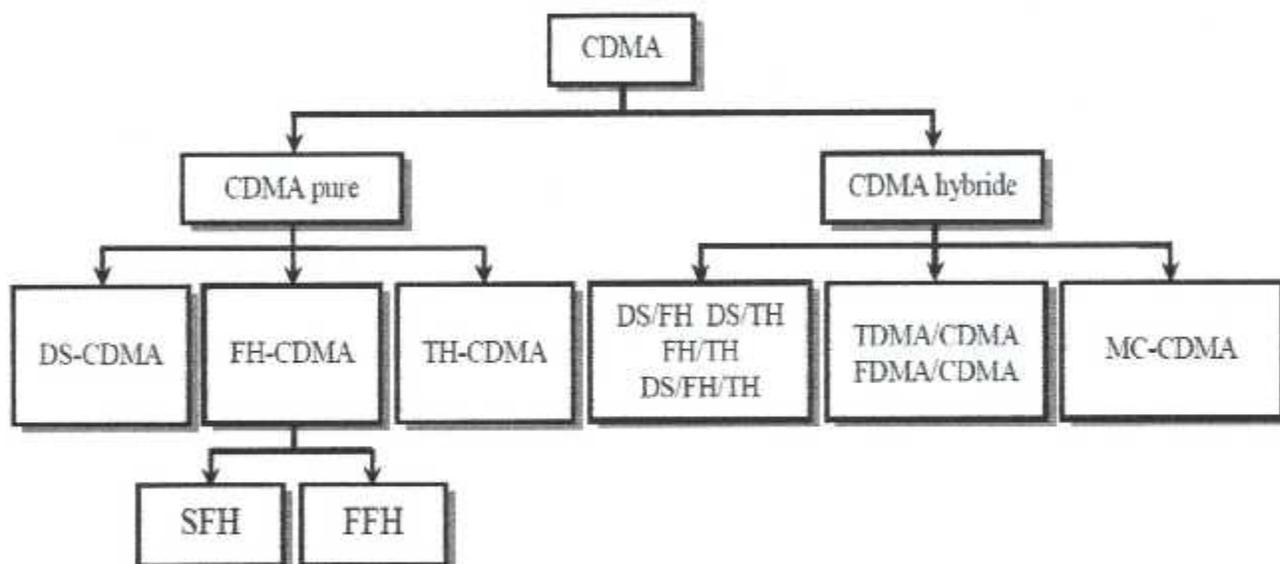


Figure.1.20. Différentes techniques CDMA.

a) CDMA à séquence directe

Dans la CDMA à séquence directe (Direct Sequence-Code Division Multiple Access : DSS-SS-CDMA), le codage des données s'effectue de manière directe, où l'information d'usagé est étalée en joignant un code d'étalement. Cette technique est utilisée par exemple pour IS-95 et pour le système par satellite Global start ainsi que pour le système 3G UMTS.

b) CDMA à saut de fréquence

Dans la CDMA à saut de fréquence (Frequency Hopping CDMA : FH-CDMA), Les données ne sont pas émises sur une fréquence porteuse fixe, mais sur des fréquences différentes qui changent périodiquement. Ce changement est indiqué par le code d'étalement. Un exemple de l'utilisation civile de FH-CDMA est la norme du Bluetooth.

L'étalement de spectre par saut de fréquence a originalement été conçu dans un but militaire afin d'empêcher l'écoute des transmissions radio. En effet, une station ne connaissant pas la combinaison de fréquence à utiliser ne pouvait pas écouter la communication car il lui était impossible dans le temps imparti de localiser la fréquence sur laquelle le signal était émis Puis de chercher la nouvelle fréquence.

On distingue deux types de CDMA à saut de fréquence :

✓ Le modèle de saut de fréquence est dit « lent » (Slow Frequency Hopping-CDMA : SFH-CDMA), lorsque plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence, Et le changement de fréquence ne s'effectue qu'après plusieurs bits de données transmis.

✓ Le modèle de saut de fréquence est dit « rapide » (Fast Frequency Hopping-CDMA : FFH-CDMA), lorsque l'émission des chips d'un même code se fait sur plusieurs fréquences.

c) CDMA à saut de temps

CDMA à saut de temps (Time Hopping CDMA : TH-CDMA) est le résultat de l'association du CDMA au TDMA. Elle consiste à transmettre les chips qui composent la séquence de code sur différents time slots, la transmission de la séquence ne se faisant pas de manière continue, Cette technique est encore moins répandue que les deux précédentes (DS-CDMA ou FHCDMA), parce qu'elle souffre des difficultés de sa mise en œuvre du coût matériel associé à son émetteur.

d) CDMA hybride

Il y a de nombreux types de régimes CDMA hybrides, qui peuvent être formés par diverses combinaisons de DS, FH et TH, ainsi que de la technique multi-porteuse (MC : Multi-Carrier), En plus on peut associer au CDMA, l'une des méthodes d'accès multiple, à savoir la TDMA ou la FDMA. Dans le cas du FDMA/CDMA, on affecte à chaque famille de codes une fréquence porteuse grâce à laquelle les utilisateurs peuvent émettre. Cette même famille de codes peut être réemployée sur toutes les fréquences porteuses disponibles. De la même manière, les systèmes TDMA/CDMA fonctionnent sur ce principe, en associant les spécificités du TDMA au CDMA.

Théoriquement, la capacité de multiplexage de ces techniques est largement supérieure à celle du CDMA classique, mais réellement, il est très difficile d'employer ces techniques à cause de la complexité des systèmes engendrés.

1.8.2 Transmission duplex

Nous avons jusque-là cité les techniques d'accès multiple ainsi que les différentes méthodes pour le partage des ressources de fréquences entre plusieurs utilisateurs. Il est également important de signaler qu'en général la communication n'est pas unidirectionnelle mais plutôt en duplex. Il y a par conséquent la liaison montante (up link : UL), de la station mobile vers la station de base, et la liaison descendante (down link : DL), de la station de base vers le mobile.

Deux méthodes sont utilisées pour permettre la séparation de la transmission UL et DL. Ce sont la division duplex par fréquence (Frequency Division Duplex : FDD) et la division duplex par le temps (Time Division Duplex : TDD) .

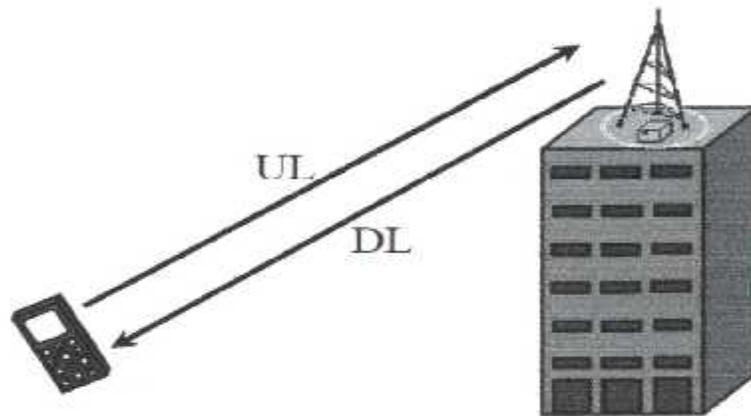


Figure 1.20 Transmission duplex.

1.8.2.1 Frequency Division Duplex (FDD)

Avec la division duplex par fréquence FDD, les liaisons UL et DL utilisent chacune une bande de fréquence différente. L'espace entre les deux bandes de fréquence pour l'UL et la DL est appelé distance duplex. Elle est constante pour toutes les stations mobiles dans une même norme [1]. D'une façon générale la bande de fréquence de DL est placée à une fréquence plus élevée que la bande d'UL.

La CDMA est employée par un certain nombre de systèmes 2G, mais principalement par des systèmes de 3G. Un exemple d'un système 2G qui emploie FDD pour la transmission en duplex et CDMA pour la transmission multiplex est le système IS-95.

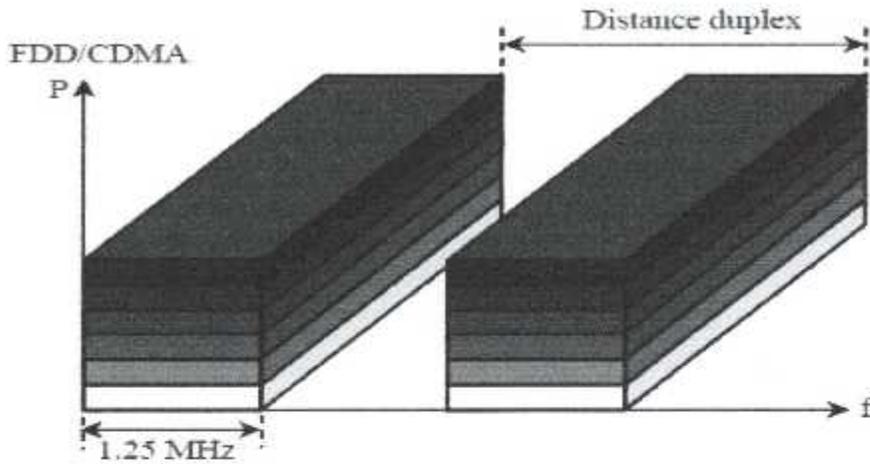


Figure 1.21 Multiplex FDD/CDMA.

1.8.2.2 Time Division Duplex (TDD)

Dans le cas de la division duplex par le temps (TDD), l'UL et le DL se partagent la même bande de fréquence. Ceci est effectué en divisant la bande en time slots (TS) et trames. Une trame contient un nombre spécifique n de time slots (TS). Un certain nombre de ces time slots sont réservés pour la transmission d'UL et le reste pour la transmission de voie DL. La durée d'une trame détermine la répétition cyclique de la transmission correspondante d'UL/DL.

TDD est principalement employée pour la transmission des données dans les systèmes de Communication mobile de la 2^{ème} génération.

Chapitre 2

**Principes de l'étalement de spectre par
séquence directe**

2.1. Introduction :

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 multimédia 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.

Dans ce chapitre, nous présentons la technique d'étalement de spectre, en Particulier celle utilisant une séquence directe (DS-SS, Direct Sequence–Spread Spectrum), puis nous justifions l'emploi du CDMA dans les systèmes 3G en Présentant son principe et les avantages qu'il présente. Nous donnons quelques Modèles de canaux de transmission qu'on peut rencontrer dans la réalité. Enfin, et Pour terminer, nous donnerons un aperçu sur quelques principaux travaux publiés dans la littérature qui traitent le problème de l'acquisition du code PN.

2.2. Principe de l'étalement du spectre :

Le principe de l'étalement du spectre, quelle que soit la méthode utilisée, repose sur le codage de l'information à transmettre avec une séquence pseudo aléatoire (Pseudo-Noise, PN), connue uniquement par l'émetteur et le récepteur. La conséquence directe de ce codage est l'étalement de la densité spectrale de puissance (dsp) sur une plus grande largeur de bande, comme illustré sur les figures 2.1 et 2.2 où : F_s est la fréquence symbole, $N_0/2$ la densité spectrale de puissance du bruit, L_c le facteur d'étalement (longueur de la séquence utilisée), F_c la fréquence chip (fréquence d'un élément de la séquence d'étalement). Le spectre du signal informatif en bande de base de largeur F_s est ainsi élargi au spectre du signal étalé de largeur $F_c = L_c \cdot F_s$.

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 [11] :

L'étalement par sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) [12] 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, dont le principe sera détaillé dans les sections suivantes.

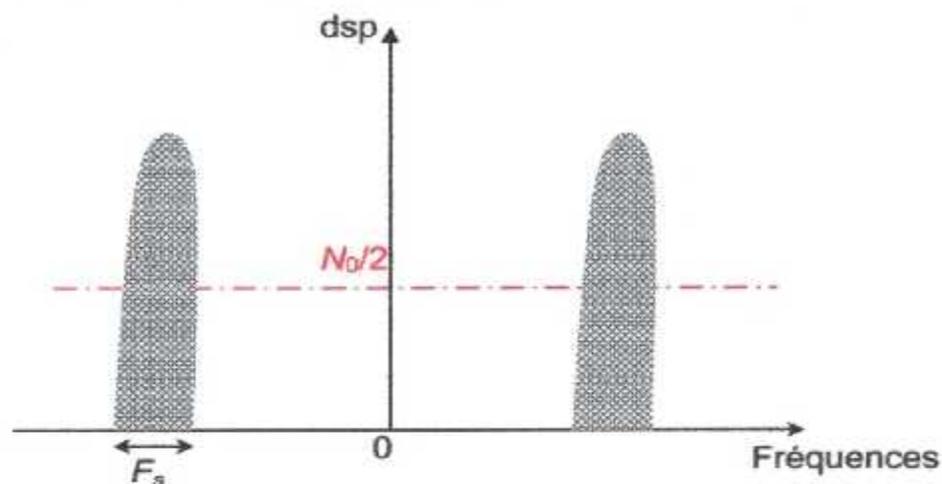


Figure 2.1. Transmission numérique classique : domaine spectral.

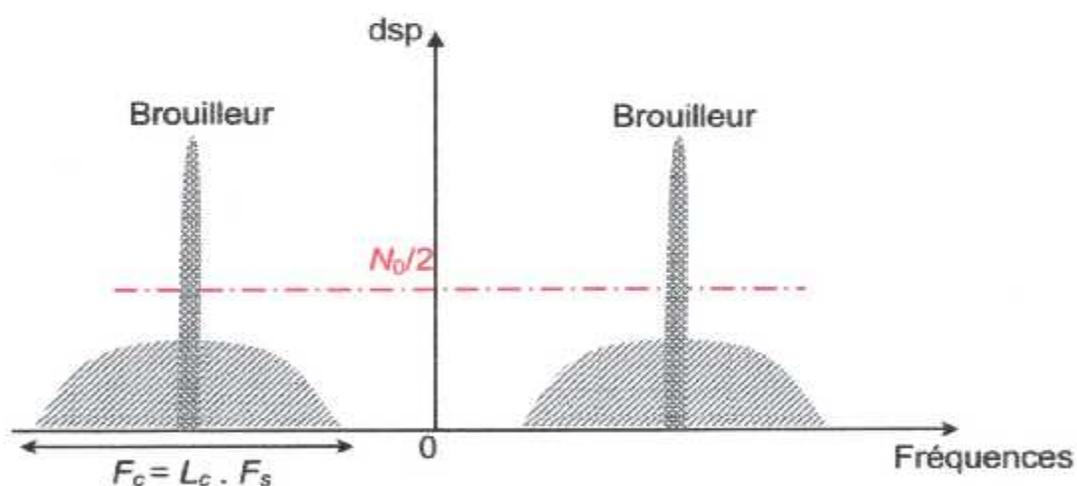


Figure 2.2. Transmission numérique à spectre étalé : domaine spectral.

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

L'étalement du spectre est une technique développée historiquement pour le cryptage : Un signal étalé par une technique adaptée ne peut être repéré par balayage des fréquences, il ne peut être brouillé par émission d'un message qui interférerait, et de plus se confond avec le bruit « naturel » d'une transmission (si l'on utilise une technique d'étalement fondée sur des séquences PN).

On pourra citer le premier brevet déposé en 1941 sous le nom de « Secret Communication System » sur la technique d'étalement par l'actrice Hedy Lamarr avec l'aide du compositeur Georges Antheil (brevet 2.292.387 déposé le 10 juin 1941). Quelques années plus tard l'armée l'a utilisé sur le terrain à cause de ses capacités de sécurisation des communications et sa résistance aux brouilleurs (antijam).

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 terme de puissance, sous réserve d'un procédé de codage adapté (voir équation 2.1).

Shannon public en 1950 les principes de l'étalement du spectre qui seront mis en application, à titre d'exemple, dans les années 70 par l'armée américaine dans la technique GPS (Global Positioning System).

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. Ce protocole, associé à la téléphonie mobile de seconde génération, est alors développé par l'entreprise QUALCOMM. De nombreux systèmes utilisent les propriétés du CDMA pour l'application aux communications cellulaires, en particulier le W-CDMA (pour Wideband Code Division Multiple Access) qui sera reconnu par l'ITU (International Telecommunication Union) comme standard de la téléphonie de troisième génération de même qu'un standard concurrent le CDMA2000. Ces deux systèmes reposent sur des variantes de la norme IMT-2000. Le premier réseau commercial utilisant le WCDMA est mis en place en 2001 au Japon par la société NTT DoCoMo.

Parallèlement, l'Europe développe son projet de téléphonie de troisième génération sous l'appellation UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), qui utilise la technique d'accès W-CDMA, tout en étant à l'origine incompatible avec le système japonais.

2.2.1. Historique

L'étalement du spectre est une technique développée historiquement pour le cryptage : Un signal étalé par une technique adaptée ne peut être repéré par balayage des fréquences, il ne peut être brouillé par émission d'un message qui interférerait, et de plus se confond avec le bruit « naturel » d'une transmission (si l'on utilise une technique d'étalement fondée sur des séquences PN).

On pourra citer le premier brevet déposé en 1941 sous le nom de « Secret Communication System » sur la technique d'étalement par l'actrice Hedy Lamarr avec l'aide du compositeur Georges Antheil (brevet 2.292.387 déposé le 10 juin 1941). Quelques années plus tard l'armée l'a utilisé sur le terrain à cause de ses capacités de sécurisation des communications et sa résistance aux brouilleurs (antijam).

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 terme de puissance, sous réserve d'un procédé de codage adapté (voir équation 2.1).

Shannon publie en 1950 les principes de l'étalement du spectre qui seront mis en application, à titre d'exemple, dans les années 70 par l'armée américaine dans la technique GPS (Global Positioning System).

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. Ce protocole, associé à la téléphonie mobile de seconde génération, est alors développé par l'entreprise QUALCOMM. De nombreux systèmes utilisent les propriétés du CDMA pour l'application aux communications cellulaires, en particulier le W-CDMA (pour Wideband Code Division Multiple Access) qui sera reconnu par l'ITU (International Telecommunication Union) comme standard de la téléphonie de troisième génération de même qu'un standard concurrent le CDMA2000. Ces deux systèmes reposent sur des variantes de la norme IMT-2000. Le premier réseau commercial utilisant le WCDMA est mis en place en 2001 au Japon par la société NTT DoCoMo.

Parallèlement, l'Europe développe son projet de téléphonie de troisième génération sous l'appellation UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), qui utilise la technique d'accès W-CDMA, tout en étant à l'origine incompatible avec le système japonais.

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 $\ln(1+x)$:

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

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 :

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

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 :

A partir des spécifications techniques de certains standards [13, 14, 15, 16], nous pouvons résumer dans le tableau 2.1 leurs spécificités et leurs similitudes :

standard	Bande de fréquences (MHz)	Débit (bps)	Technique d'accès	Facteur d'étalement
IS-95	824-849 869-894	1.2288M	DS-CDMA	256
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.

Le tableau 2.1 montre aussi que la DS-SS est la technique dominante dans presque tous les systèmes de 3G.

2.3. Étalement du spectre par séquence directe :

Grâce aux propriétés des séquences PN utilisées, la technique DS-SS est plus souvent utilisée et est de plus en plus étendue à des domaines divers et variés.

La figure 2.3 résume le principe. Cela 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 [17]. 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.

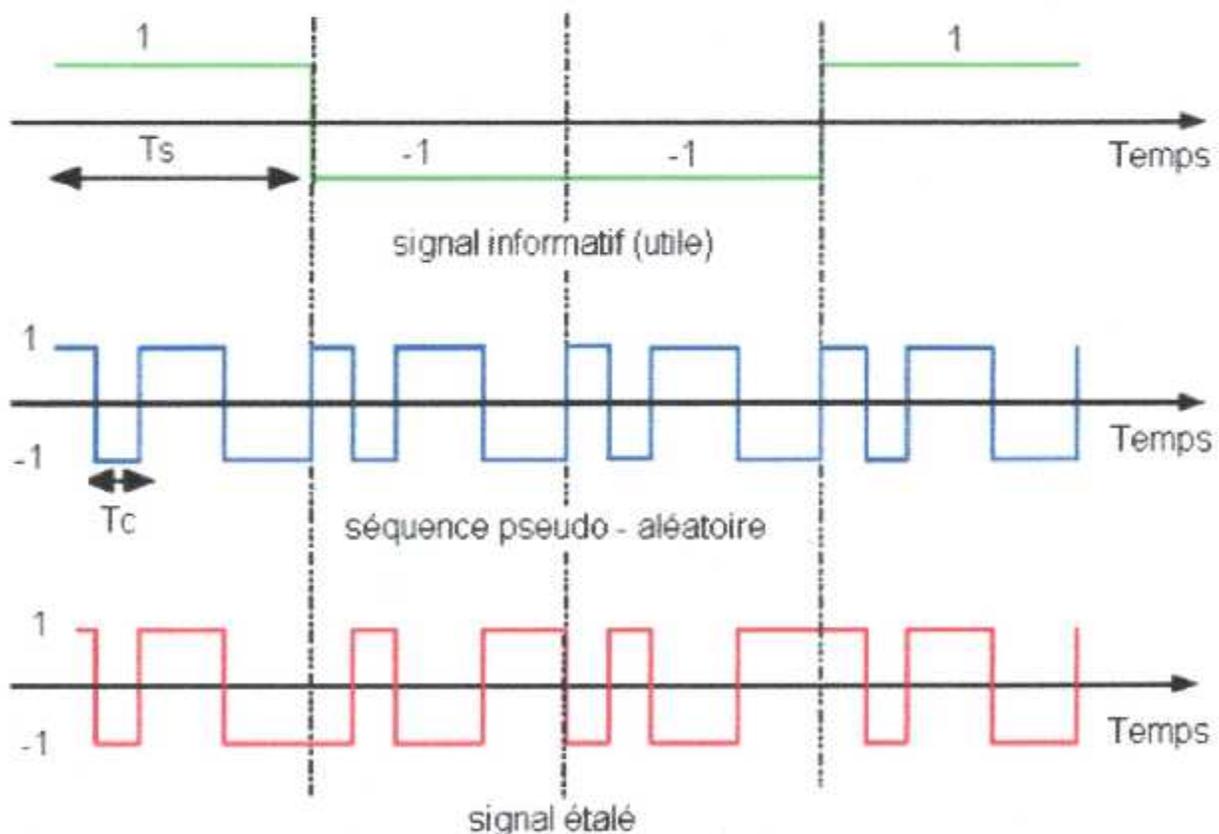


Figure 2.3. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

2.3.1. Modélisation du signal au niveau de l'émetteur

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

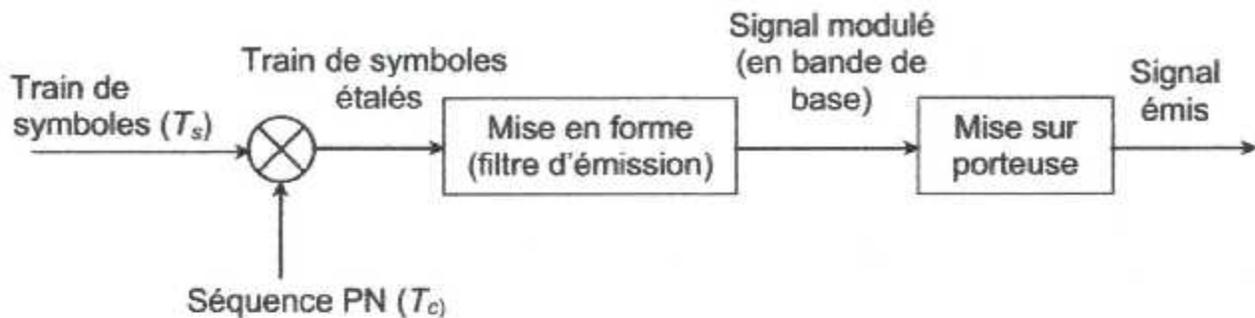


Figure 2.4. Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.

Pour une meilleure compréhension, nous ne supposons que $N_u = 1$ (un seul utilisateur). Dans notre système DS-SS, 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 : $T_s = L_c \cdot T_c$. Nous pouvons alors exprimer $c(t)$ et $b(t)$ de la manière suivante :

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

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

Où $c^{(i)}$ et $b^{(j)}$ 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 , 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'autocorrélation que nous détaillerons ultérieurement.

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. 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 [18], les codes de Kasami, spécifiés pour la liaison montante du système UMTS [19], ou les codes Barker. Ces derniers, les codes Barker, sont en nombre très limité et ne sont pas utilisés pour l'accès multiples.

Les familles de codes cités précédemment sont des codes binaires qui sont utilisés aujourd'hui dans les systèmes CDMA, il existe cependant d'autres familles de codes non binaires, les codes complexes encore appelés codes polyphasés qui sont comme les codes binaires, des codes à enveloppes constantes. Parmi ces codes, citons les séquences de Zadoff-chu ou les séquences de Frank [20,21]. Ces codes, qui sont nombreux, restent aujourd'hui encore peu appliqués aux systèmes de communications numériques. Notons enfin qu'il est aussi possible de généraliser les séquences non binaires en séquences polyphasées [22].

2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement

La construction et les propriétés des séquences utilisées dans le DS-SS ont largement été traitées dans la littérature [17,23, 24, 25] lui conférant ainsi de nombreux avantages dont la possibilité de transmettre plusieurs signaux dans la même bande de fréquence, tout en minimisant l'interférence entre les utilisateurs (Multiple Access Interference, MAI). Le DS-SS possède aussi une meilleure résistance aux échos. Dans la suite, nous donnerons le formalisme mathématique d'un signal à spectre étalé.

La méthode la plus courante de génération des séquences du code PN est basée sur la théorie des séquences binaires dites à longueur maximale (maximal length sequence, m-sequence). De telles séquences sont facilement produites électroniquement à l'aide d'un registre à décalage comportant R bascules, en série, complété par un circuit de contre-réaction réinjectant dans la première bascule la somme modulo-2 des états de certaines bascules (comme le montre la figure 2.5). L'ensemble est activé par un signal d'horloge.

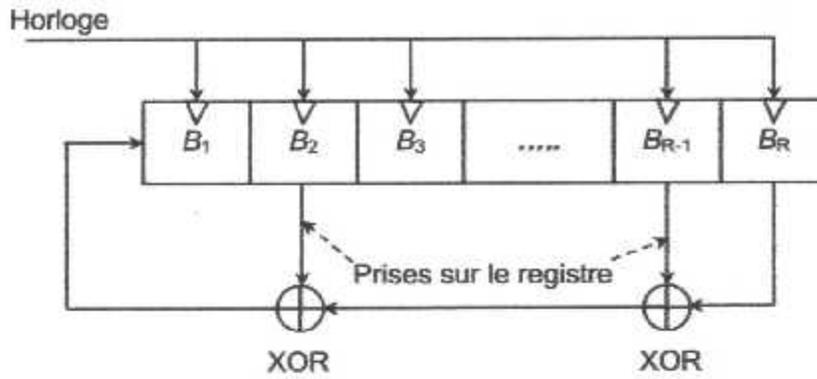


Figure 2.5. Générateur de la séquence du code à longueur maximale.

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

R	Prises
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]
10	[3,10][2,3,8,10][3,4,5,6,7,8,9,10][1,2,3,5,6,10][2,3,6,8,9,10][1,3,4,5,6,7,8,10]
11	[2,11][2,5,8,11][2,3,7,11][2,3,5,11][2,3,10,11][2,3,7,11]
12	[1,4,6,12][1,2,5,7,8,9,11,12][1,3,4,6,8,10,11,12][1,2,5,10,11,12][2,3,9,12][1,2,4,6,11,12]
13	[1,3,4,13][4,5,7,9,10,13][1,4,7,8,11,13][1,2,3,6,8,9,10,13][5,6,7,8,12,13][1,5,7,8,9,13]
14	[1,6,10,14][1,3,4,6,7,9,10,14][4,5,6,7,8,9,12,14][1,6,8,14][5,6,9,10,11,12,13,14]
15	[1,15][1,5,10,15][1,3,12,15][1,2,4,5,10,15][1,2,6,7,11,15][1,2,3,6,7,15]
16	[1,3,12,16][1,3,6,7,11,12,13,16][2,3,4,6,7,8,9,16][7,10,12,13,14,16][1,2,4,6,8,9,16]
17	[3,17][1,2,3,17][3,4,8,17]
18	[7,18][5,7,10,18][7,8,9,10,15,16,17,18]
19	[1,2,5,19][3,4,5,8,13,19][3,7,9,10,12,19]
20	[3,20][3,5,9,20][2,3,6,8,11,20]
21	[2,21][2,7,14,21][2,5,13,21]
22	[1,22][1,5,9,22][1,4,7,10,13,16,19,22]
23	[5,23][5,11,17,23]
24	[1,2,7,24][4,5,7,8,9,11,14,16,18,20,22,24][1,4,5,9,10,13,14,15,16,17,18,19,21,24]
25	[3,25][1,2,3,25][3,4,12,25]
26	[1,2,6,26][1,3,4,5,8,10,11,12,16,21,22,26][2,3,5,6,7,8,9,11,13,14,15,16,19,26]

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. En effet, si le nombre de prises est impair la combinaison [1 1 1... 1] risque d'apparaître et c'est également une combinaison de blocage.
- 3) Est périodique de période $L_c=2^R-1$ (conséquence de 1).
- 4) Il y a $(L_c-1)/2$ fois "0" et $(L_c+1)/2$ fois « 1 », c'est à dire qu'il y a un "1" de plus par rapport aux « 0 » (conséquence de 1).
- 5) 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 ($R=4$, prises sur les bascules 1 et 4) 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.

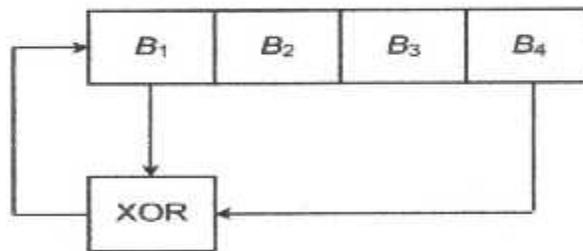


Figure 2.6. Générateur de la séquence du code à longueur maximale ($R=4$)

B1	B2	B3	B4
1	1	1	1
0	1	1	1
1	0	1	1
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
0	1	1	0
0	0	1	1
1	0	0	1
0	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	1
1	0	0	0
1	1	0	0
1	1	1	0
1	1	1	1

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

$C(n)$	1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0
$C(n+6)$	0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1
$C(n) \text{ XOR } C(n+6)$	1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1 0 1

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

6) 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.

7) 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=7.

Longueur de la série	Série de bit 1	Série de bit 0	Nombre total de bits
7	1	0	7
6	0	1	6
5	1	1	10
4	2	2	16
3	4	4	24
2	8	8	32
1	16	16	32
			127

Tableau 2.5. La distribution du nombre de bits 0 et 1 dans une séquence du code pour R=7

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

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

où $0 < \tau \leq L_c T_c$ est le décalage entre les deux séquences, qui est le meilleur possible pour une séquence binaire de période $L_c T_c$. C'est-à-dire : $R_{cc}(0) = 1$ et $R_{cc}(\tau) = -1/L_c$ pour $T_c < \tau \leq L_c T_c$, ce qui correspond aux valeurs minimales.

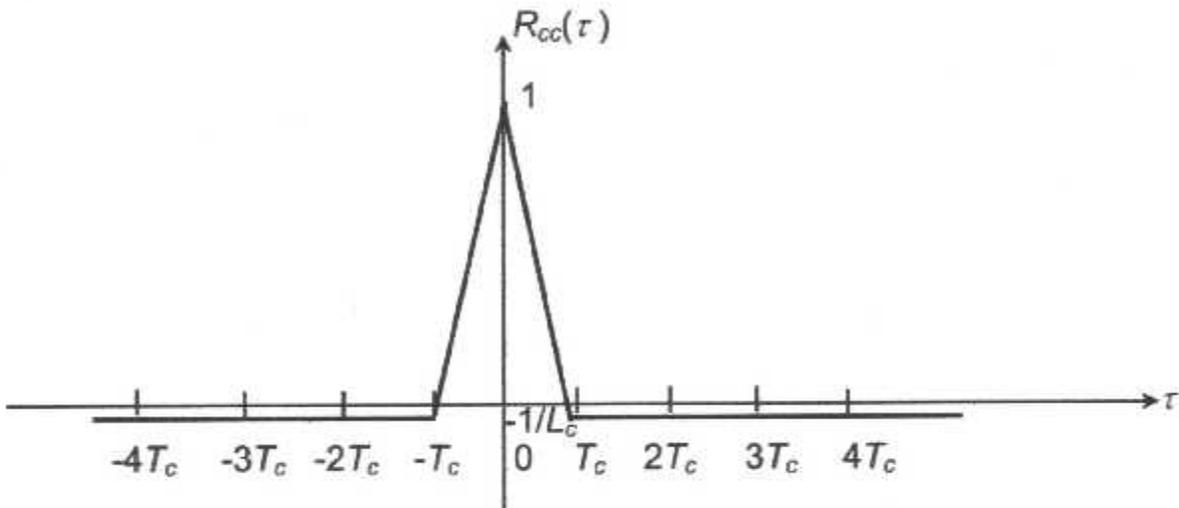


Figure 2.7. La fonction d'inter-corrélation du code.

9) L'intercorrélation des séquences à longueur maximale (sur un nombre de chips égal à la période L_c) peut être élevée comparée au pic d'autocorrélation.

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

Exemple:

$R=5, L_c=31, [5,2]$ 0011010010000101011101100011111
 $R=5, L_c=31, [5,3]$ 0101000010010110011111000110111

Résultat de l'inter-corrélation = +11

Valeurs de l'intercorrélation pour tous les retards possibles entre les deux séquences:

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

Le tableau suivant donne les valeurs de l'intercorrélation entre les séquences de longueur maximale:

R	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
L_c	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047	4095	8191	16383
Nombre de séquences	2	2	6	6	18	16	48	60	167	144	630	756
Intercorrélation maximale	5	9	11	23	41	95	113	383	287	1407	>703	>5631

Tableau 2.6. Intercorrélation des séquences de longueur maximale

On peut voir, sur le tableau précédent, que l'intercorrélation entre différentes séquences de même longueur peut atteindre 30% de la valeur du pic d'autocorrélation. Ce comportement est incompatible avec les besoins du multiplexage CDMA.

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

2.3.4. Dé-étalement en réception

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

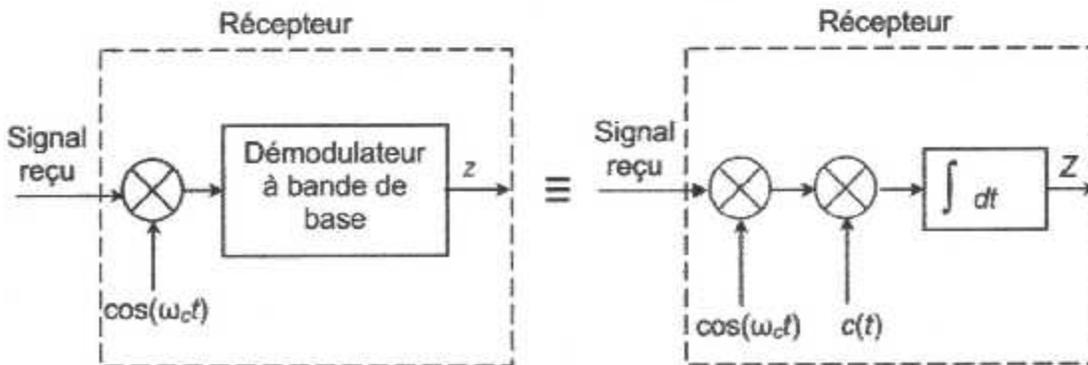


Figure 2.8. Structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

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 $N_0/2$, 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 :

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

Et par conséquent :

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

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

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

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

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

Où $b^{(0)}$ est le bit reçu.

2.4. 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 :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_T-1} \alpha_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (2.16)$$

Où le bruit complexe est représenté par $n(t)$, et 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 [13] justifie la possibilité de les grouper en L_p paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_i pour un retard moyen τ_i , donnant au signal reçu l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L_p-1} \alpha_\ell s(t - \tau_\ell) + n(t) \quad (2.17)$$

Alors que la phase de α_i 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_i suit une loi de Rayleigh, 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 Ricc:

2.5. Synchronisation du code :

Pour récupérer le signal informatif, 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 :

- La synchronisation grossière ou acquisition, permet de synchroniser le récepteur sur l'émetteur avec une incertitude de $\pm 0.5T_c$.
- La poursuite du code (code tracking), permet d'exécuter et de maintenir une synchronisation fine entre l'émetteur et le récepteur.

2.5.1. Synchronisation grossière : l'Acquisition

Le but principal de l'acquisition du code est de réaliser la synchronisation grossière entre l'émetteur et le signal transmis. 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 2.9). La position dans laquelle les codes sont en phase (synchronisés) est appelée « cellule $H1$ » et la position pour laquelle les codes sont non synchronisés est appelée « cellule $H0$ »

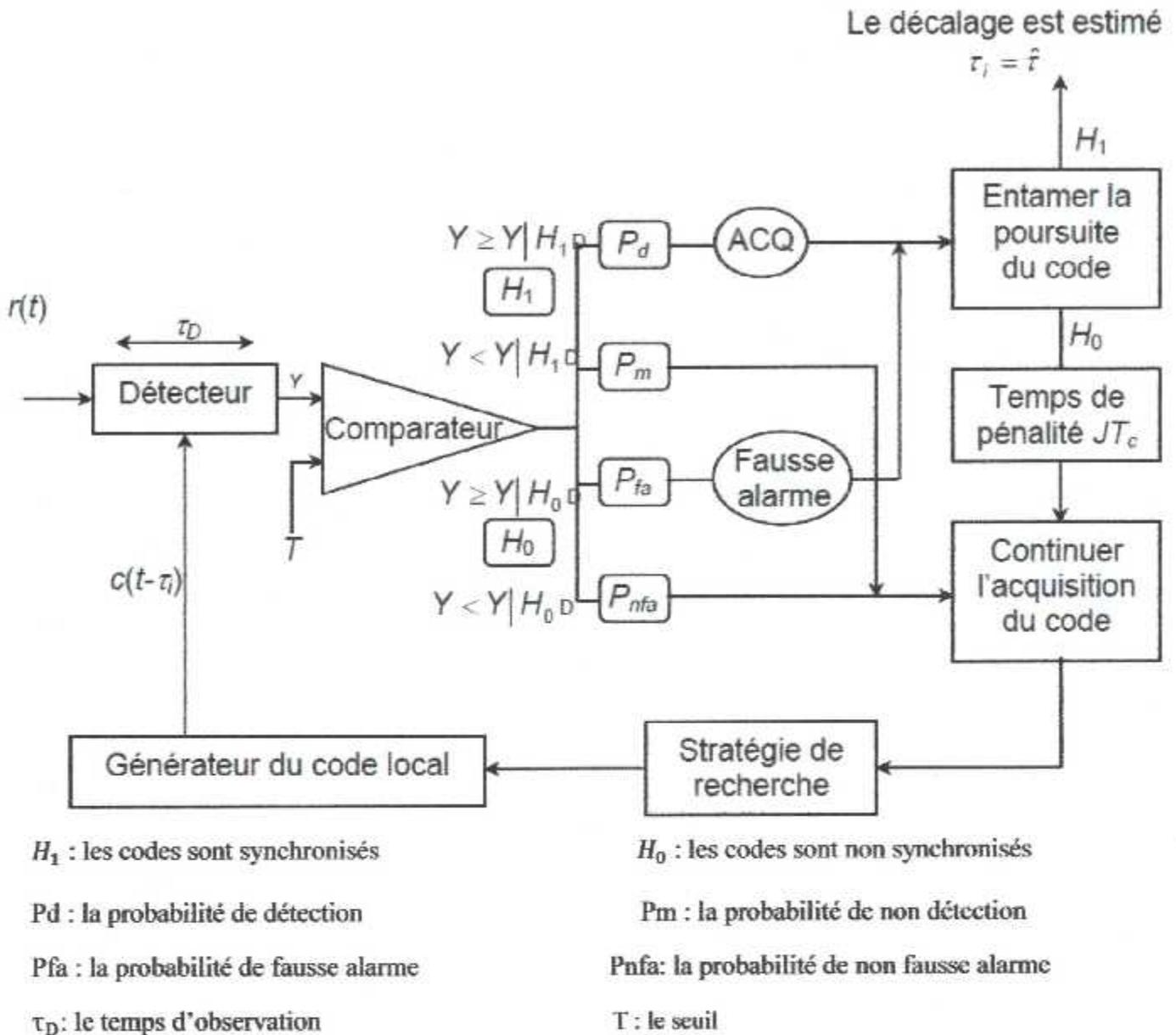


Figure 2.9. Principe de l'acquisition du code

Comme le montre la Figure 2.9, l'acquisition du code est un processus en boucle fermée commandé par le bloc de la stratégie de recherche. Dans ce processus, la cellule associée à chaque position relative, entre les codes, est testée par le détecteur. Si la synchronisation grossière entre l'émetteur et le récepteur est achevée, le récepteur entame l'opération de la poursuite du code. Si ce n'est pas le cas, on corrige l'estimation et on réessaie avec une autre position relative.

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 ΔTc , où $\Delta^l=1, 2, 4$.

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.

b) **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 et la détection non-cohérente. Ces deux types de détecteurs sont représentés sur la figure 2.15 (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 [26-27].

Cependant, certaines approches avec une détection cohérente sont étudiées dans [28]. Un autre type de structure est le détecteur de la loi carrée (square-law detector) (voir figure 2.15 c) considérée dans [29, 30]

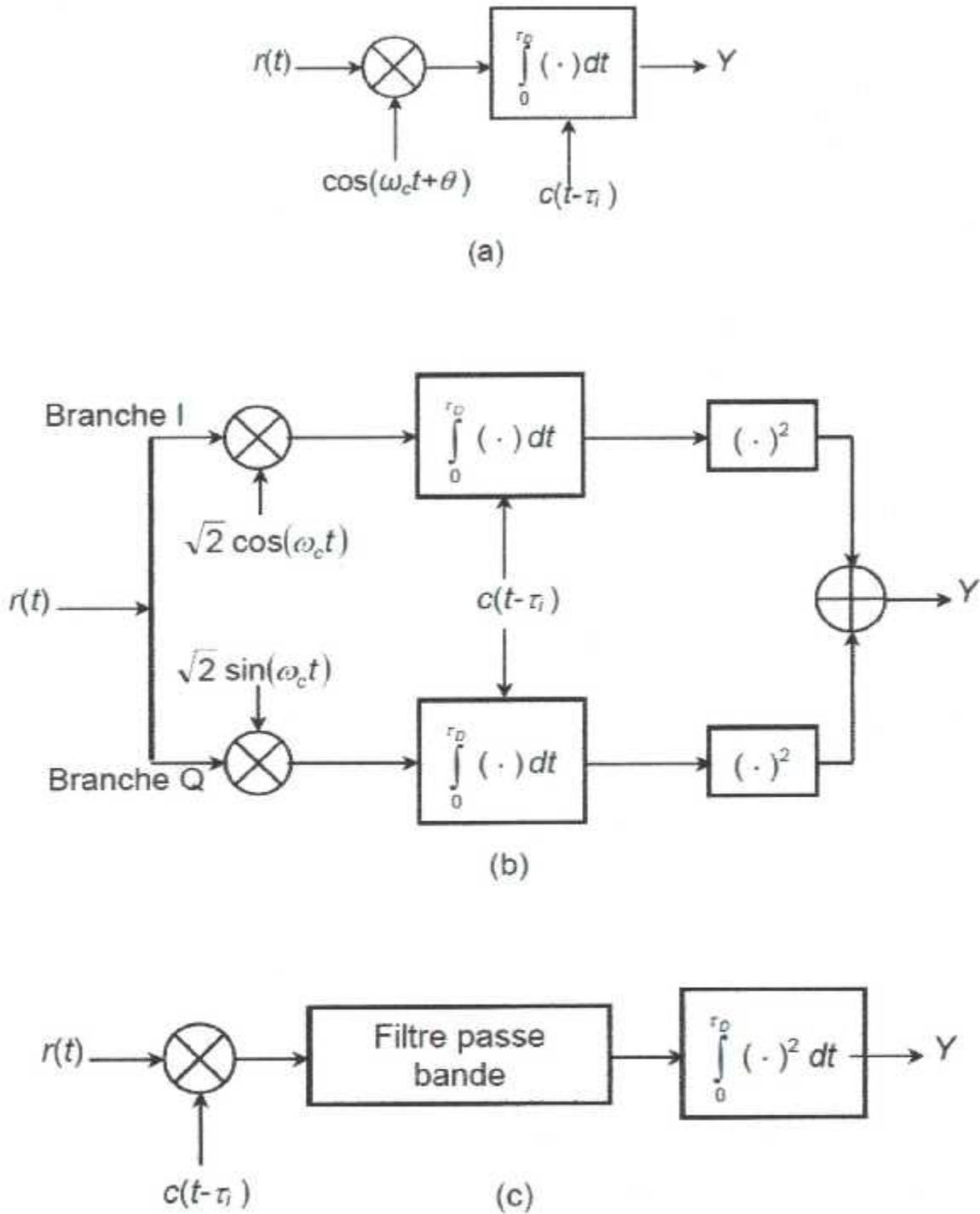


Figure 2. 10. Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée

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 :

$$P_d = P_r\{Y \geq T|H_1\} \quad (2.18)$$

Sinon, la cellule H_1 sera ratée avec une probabilité miss P_m (voir figure 2.14).

$$P_m = P_r\{Y < T|H_1\} \quad (2.19)$$

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).

$$P_{fa} = P_r\{Y \geq T|H_0\} \quad (2.20)$$

$$P_{nfa} = P_r\{Y < T|H_0\} \quad (2.21)$$

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 fait 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 qu'on a au préalable démodulé le signal reçu de façon à ne récupérer que le code utilisé pour l'étalement spectral. On note le signal résultant de cette démodulation

$$S_r(t) = \sqrt{2P_0} c(t - \tau) + n(t) \quad (2.22)$$

$c(t)$ 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) $c\left(t + \hat{\tau} + \frac{T_c}{2}\right)$ et avec un code légèrement en retard $c\left(t + \hat{\tau} - \frac{T_c}{2}\right)$ (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.

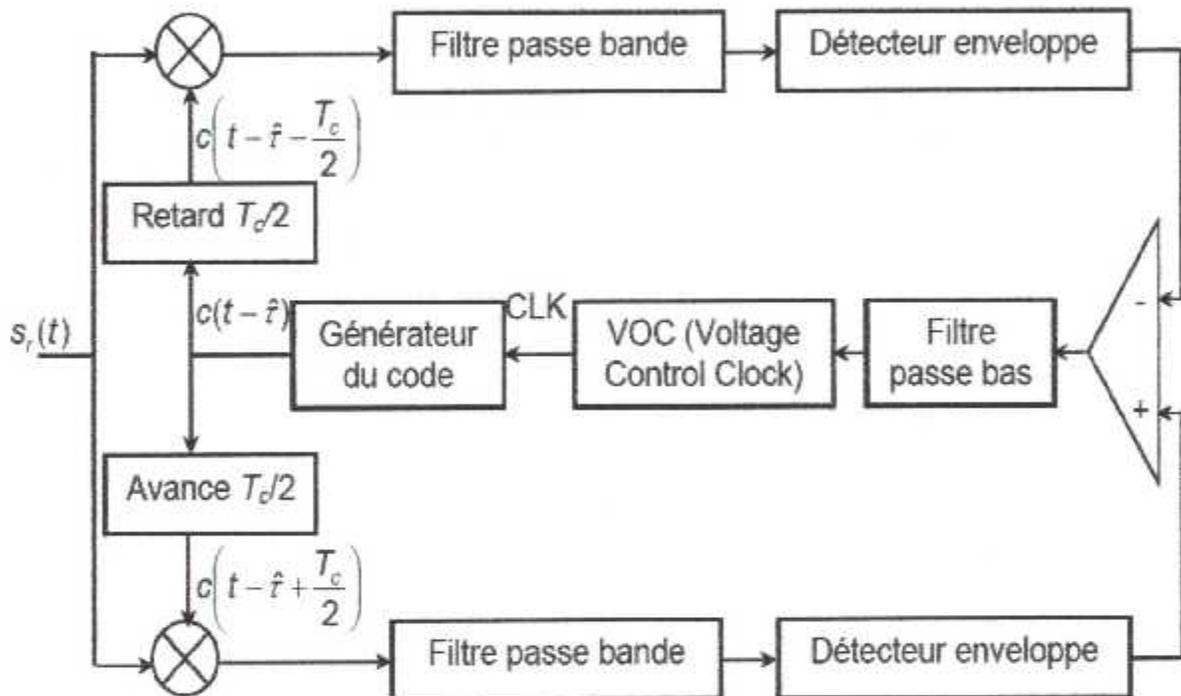


Figure 2.11 Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL.

En pratique, on n'utilise pas ce type de boucle car il présuppose qu'on est capable de démoduler le signal reçu et donc qu'on a une connaissance préalable de la phase de la porteuse. On préfère utiliser des boucles non cohérentes, c'est-à-dire qui ne repose pas sur une connaissance préalable de la phase de la porteuse. On peut citer comme exemple les « Tau-Dither Loops, TDL » qui sont évoquées dans [31].

Chapitre 3

**Acquisition adaptative du code PN
utilisant une censure**

3.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous proposons un schéma d'acquisition adaptative du code PN pour un canal à évanouissement lent obéissant à une loi Rayleigh. Les détecteurs adaptatifs utilisés sont le CA-CFAR et CMLD-CFAR, où le second est basé sur les statistiques d'ordre avec censure. Il s'agit dans notre cas de censurer les échantillons correspondants aux répliques du signal émis dues à l'effet des trajets multiples dans un canal AWGN.

3.2. Formulation du problème et description du système :

On considère un système d'acquisition adaptative basé sur la stratégie de la recherche série en présence d'un nombre connu de trajets multiples. Cette section décrit les hypothèses de base et le système proposé.

3.2.1. Hypothèses de base

Dans notre étude, nous avons considéré le modèle de canal le plus largement accepté [32] 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 $\ell^{\text{ème}}$ 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 [33] :

$$E[\alpha_\ell^2] = \frac{1 - e^{-\vartheta}}{1 - e^{-\vartheta L_p}} e^{-\ell\vartheta} \quad \ell = 1, 2, \dots, L_p \quad (3.1)$$

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

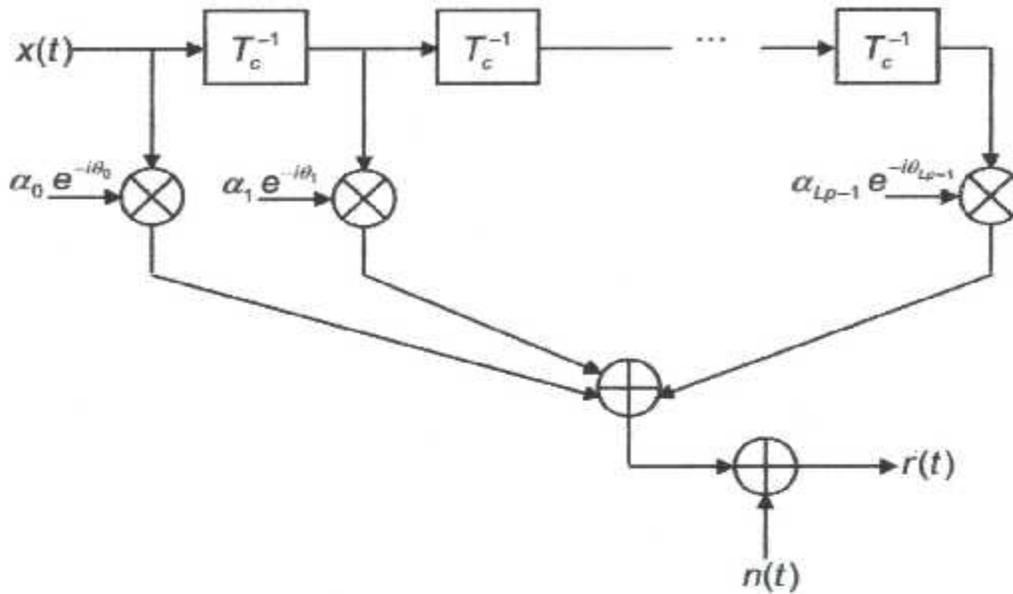


Figure 3.1. Le modèle d'un canal sélectif en fréquence

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

$$r(t) = \sqrt{2P_0} \sum_{\ell=0}^{Lp-1} [\alpha_\ell c(t - \tau - \ell T_c) \cos(\omega_c t + \theta_\ell)] + n(t) \quad (3.2)$$

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 (voir la Figure 3.2) peuvent être écrites, respectivement :

$$X_{I,j} = \sqrt{2} \int_0^{MT_c} r(t) c(t - j\Delta T_c) \cos(\omega_c t) dt ; \quad j=0,1,2,\dots,N \quad (3.3)$$

Et :

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

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.

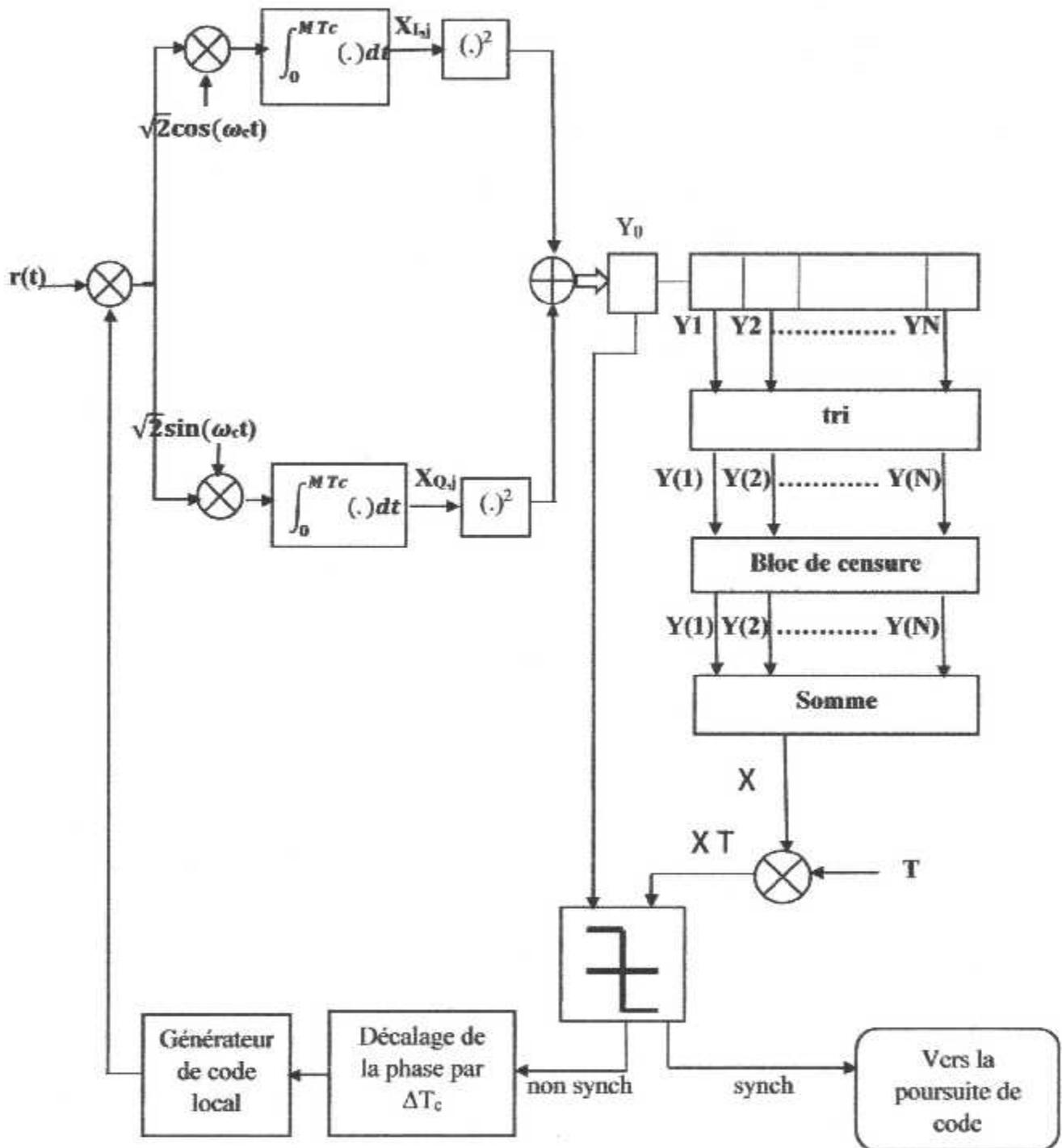


Figure 3.2. Schéma Bloc du processeur d'acquisition.

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

$$X_{I,j} = \sqrt{P_0} T_c \sum_{\ell=0}^{L_P-1} (\alpha_\ell S_{\ell,j} \cos \theta_\ell) + N_{I,j} \quad (3.5)$$

Et :

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

Où

$$N_{I,j} = \int_0^{MT_c} n(t) c(t - j\Delta T_c) \cos(\omega_c t) dt \quad (3.7)$$

$$N_{Q,j} = \int_0^{MT_c} n(t) c(t - j\Delta T_c) \sin(\omega_c t) dt \quad (3.8)$$

$$S_{\ell,j} = \frac{1}{T_c} \int_0^{MT_c} c(t - \tau - \ell T_c) c(t - j\Delta T_c) dt \quad (3.9)$$

$N_{I,j}$ 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 $S_{\ell,j}$, correspond à la valeur l'autocorrélation 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 :

$$Y_j = X_{I,j}^2 + X_{Q,j}^2 \quad j=0, 1, 2, \dots, N \quad (3.10)$$

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

3.3. ANALYSE DES PERFORMANCES des détecteurs

Dans cette section, les performances du système d'acquisition adaptative sont analysées pour le modèle du canal considéré. Les expressions mathématiques de la probabilité de détection (P_d), le taux de fausse alarme (P_{fa}) sont démontrées.

3.3.1. Probabilité de détection et taux de fausse alarme

Dans la section précédente, nous avons modélisé les statistiques des sorties des corrélateurs XI_j et XQ_j . Il faut noter que la variable de décision Y_j peut représenter une cellule H_1 ou une cellule H_0 . A cause de la nature Gaussienne des échantillons XI_j et XQ_j , et sous l'hypothèse H_1 , la variable de décision Y_j a une fonction densité de probabilité sous forme exponentielle (Probability density function, Pdf) de paramètre σ_ℓ . Donc, la densité de probabilité de la variable de décision y qui correspond au $\ell^{\text{ème}}$ trajet peut être exprimée sous la forme :

$$f_Y(y|H_1^\ell) = \frac{1}{2\sigma_\ell^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_\ell^2}\right) \quad (3.11)$$

Où, H_1^ℓ est l'hypothèse de la synchronisation du $\ell^{\text{ème}}$ trajet et σ_ℓ^2 représente la variance de la variable de décision, qui est donnée par :

$$\sigma_\ell^2 = 1 + vE[\alpha_\ell^2] \quad (3.12)$$

v Est le rapport signal sur bruit (SNR) total reçu, qui est défini comme :

$$v = \frac{P_0 T_C}{N_0} \quad (3.13)$$

Il peut être représenté par le produit du SNR/chip et le temps d'observation (le temps d'intégration)

De la même manière, la densité de probabilité de la variable de décision y qui correspond à la cellule H_0 peut être exprimée comme suit

$$f_Y(y|H_0) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) \quad (3.14)$$

Comme le seuil adaptatif, $X.T$, est censé être aléatoire, la probabilité de détection pour le $\ell^{\text{ème}}$ trajet et le taux de fausse alarme sont donnés, respectivement, par

$$P_{d\ell} = E\{P[Y_0 > XT|H_1^\ell]\} \quad (3.15)$$

$$P_{fa} = E\{P[Y_0 > XT_K|H_0]\} \quad (3.16)$$

3.3.2 Principe de la détection adaptative :

L'utilisation d'un seuil fixe ne permet pas la régulation du taux de fausse alarme. Afin de garantir un contrôle de la Pfa en cas de changement de l'environnement, le seuil de détection est adapté au bruit de fond en multipliant l'estimateur local Z par le coefficient T , de façon à maintenir une Pfa de consigne constante. Les probabilités de détection et de fausse alarme sont données par les probabilités conditionnelles [33]:

$$P_d = \text{prob}(X_0 \geq TZ/H_1) \quad (3.17)$$

$$P_{fa} = \text{prob}(X_0 \geq TZ/H_0) \quad (3.18)$$

En utilisant la Pdf ($f_Z(Z)$) de la statistique Z , on obtient :

$$P_d = \int_0^{\infty} f_Z(z) \int_{TZ}^{\infty} P_{X_0/H_1}(x) dx dz \quad (3.19)$$

$$P_{fa} = \int_0^{\infty} f_Z(z) \int_{TZ}^{\infty} P_{X_0/H_0}(x) dx dz \quad (3.20)$$

où, Z représente l'estimateur local, TZ le seuil adaptatif et $f_Z(Z)$ la Pdf de la variable aléatoire Z . En utilisant le théorème des résidus, la P_d et la P_{fa} peuvent être exprimées en termes de fonctions génératrices de moments (MGF), de la manière suivante [33]:

$$P_d = -\sum_i \text{Res}[\omega^{-1} \Phi_{X_0/H_1}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_i] \quad (3.21)$$

$$P_{fa} = -\sum_j \text{Res}[\omega^{-1} \Phi_{X_0/H_0}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_j] \quad (3.22)$$

Où,

- $\Phi_{X_0/H_1}(\omega)$ correspond à la MGF de la cellule sous test en présence de cible.
- $\Phi_{X_0/H_0}(\omega)$ correspond à la MGF de la cellule test en absence de cible.
- $\Phi_Z(\omega)$ correspond à la MGF de la statistique Z .
- ω_i et ω_j représentent, respectivement, les pôles à partie réelle négative de $\Phi_{X_0/H_1}(\omega)$ et de $\Phi_{X_0/H_0}(\omega)$.

Les MGF utilisées dans les équations (3.21) et (3.22) sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_Z(\omega) = \int_0^{\infty} f_Z(z) e^{-z\omega} dz \quad (a) \\ \Phi_{X_0/H_1}(\omega) = \int_0^{\infty} P_{X_0/H_1}(x) e^{-x\omega} dx \quad (b) \\ \Phi_{X_0/H_0}(\omega) = \int_0^{\infty} P_{X_0/H_0}(x) e^{-x\omega} dx \quad (c) \end{array} \right. \quad (3.24)$$

3.3.2.1 Cas du processeur CMLD-CFAR

Le CMLD-CFAR a de bonnes performances en présence d'interférences. La technique d'estimation utilisée dans ce cas, effectue un arrangement des observations dans la fenêtre de référence, dans l'ordre croissant suivant leurs amplitudes, et par la suite, la sélection de l'échantillon d'ordre k pour l'estimation de la statistique Z , pondérée par le facteur T suivant la Pfa souhaitée.

Le rang de la statistique d'ordre à utiliser est déterminé à l'avance, et il peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle $1 \leq k \leq N$.

Les N échantillons restants correspondent aux cellules de référence Y_j , ($j=1, 2, \dots, N$). Les Y_j sont d'abord classés par ordre croissant pour former la statistique d'ordre suivante:

$$Y(1) \leq Y(2) \leq \dots \leq Y(N) \quad (3.24)$$

A partir de là, on procède à la censure de certaines cellules de plus fortes valeurs à partir d'un certain rang, appelé point de censure. Les échantillons restants sont combinés pour estimer le niveau du bruit

$$Z = \sum_{j=1}^{N-K} Y(j) \quad (3.25)$$

Où, K représente le nombre d'échantillons qui seront éliminés par le bloc de censure, comme le montre la figure (3.2).

Par l'utilisation de l'intégrale de contour et les fonctions génératrices du moment (Moment Generating Function, MGF), il est montré que la P_{fa} peut être donnée par [71]

$$P_{Fa} = - \sum_j \text{Res} \left[\omega^{-1} \Phi_{y_0|H_0}(\omega) \Phi_X(-T\omega), \omega_j \right] \quad (3.26)$$

où, $\text{Res} [.]$ désigne le résidu. Φ_X est la MGF du bruit total estimé X et $\Phi_{y_0|H_0}$ est la MGF de la cellule sous test Y_0 sous l'hypothèse H_0 . Les ω_j sont les pôles de $\Phi_{y_0|H_0}$. Dans le demi-plan gauche de ω . L'expression de la MGF dans un environnement homogène selon une loi Rayleigh est donnée par [34]

$$\Phi_{y_0|H_0}(\omega) = \frac{1}{(1+\omega)} \quad (3.27)$$

Si les k cellules de l'extrémité supérieure sont censurés, parmi les N cellules existantes, Φ_X devient [72]

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^{N-K} \left[1 + \frac{N-K+1-j}{N+1-j} \omega \right]^{-1} \quad (3.28)$$

En substituant (3.27) et (3.28) en (3.26) et en évaluant le résidu à un seul pôle simple $\omega_{\theta} = -1$, l'expression de la P_{fa} , pour un k fixé, est donnée par [73]

$$P_{fa} = \binom{N}{N-K} \prod_{j=1}^{N-K} \left(T + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1} \quad (3.29)$$

La $P_{d\ell}$ est tout simplement déduite à partir de l'expression de la P_{fa} en remplaçant T par T / σ_{ℓ}^2 dans (3.25), donc :

$$P_{d\ell} = \binom{N}{N-K} \prod_{j=1}^{N-K} \left(\frac{T}{\sigma_{\ell}^2} + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1} \quad (3.30)$$

Pour une P_{fa} désirée ($P_{fa}=10^{-3}$), les facteurs de seuillage, T , sont calculés à partir de (3.29). Lorsque le bloc de censure fournit l'estimation du nombre de cellules à censurer, k , le système commutera vers le seuil T correspondant.

3.3.2.2 Cas du processeur CA-CFAR

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 Z . [33].

$Z = \sum_{i=1}^{N-K} X_i$ est ensuite multiplié par le seuil T , qui permet de garder le taux de fausses alarmes constant. La sortie de la cellule sous test est ensuite comparée au seuil adaptatif, dans le but de prendre une décision. Sous l'hypothèse que la distribution du bruit est exponentielle et les échantillons sont identiquement distribués, les performances de détection du détecteur CA-CFAR est optimal.

Les X_i sont indépendants et identiquement distribués (IID) selon la loi exponentielle

$$f_X(x|H_1^{\ell}) = \frac{1}{2\sigma_{\ell}^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_{\ell}^2}\right) \quad (3.31)$$

L'estimateur Z étant la somme de N variables aléatoires IID de loi exponentielle, il en résulte que sa distribution est une loi Gamma de Paramètres $(N, 2\sigma_{\ell}^2)$, ce qui donne :

$$f_Z(Z) = \frac{Z^{N-1} \exp(-Z/2\sigma_{\ell}^2)}{\Gamma(N) 2\sigma_{\ell}^2} \quad (3.32)$$

En remplaçant $f_Z(z)$ par son expression dans (2.20.a), on obtient la MGF de Z :

$$\Phi_Z(\omega) = \frac{1}{(1+\omega)^N} \quad (3.33)$$

La MGF de la cellule test, sous l'hypothèse H_1 sera :

$$\Phi_{X_0/H_1}(\omega) = \frac{1}{(1+\omega)} \quad (3.34)$$

En substituant (3.33) et (3.34) dans (3.21) et en évaluant le résidu au pôle simple $\omega_0 = -1$, on trouve pour le CA-CFAR :

$$P_d = \left(1 + \frac{T}{\sigma_e^2}\right)^{-N} \quad (3.35)$$

la Pfa se déduit facilement de en posant $\sigma_e^2 \rightarrow 0$:

$$pfa = (1 + T)^{-N} \quad (3.36)$$

L'équation (3.36) permet de calculer T qui maintient une Pfa de consigne constante.

Chapitre 4

Résultats et discussion

4.1 INTRODUCTION

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation obtenus par MATLAB. Les performances, en termes de détection du système CA-CFAR sont évaluées et comparées à celles obtenues par CMLD-CFAR. Pour cela, nous avons considéré les hypothèses réalistes suivantes :

- Une séquence périodique du code PN de longueur L_c de 1023 cadencée à un rythme de 1 Mchips/s. Dans ce cas, et pour ($\Delta^{-1}=1$), la mise à jour du processus de recherche est de $T_c=1\mu s$ et le nombre d'itérations, q , nécessaire pour parcourir toute la région d'incertitude est de 1023.
- Un facteur de pénalité, J , fixé à 1000 (le temps de pénalité est égale à $j M T_c$ en secondes).
- Les probabilités de détection sont simulées avec 10^5 essais selon la technique de Monte-carlo.
- Une P_{fa} de 10^{-3} .
- Les cellules H_1 et les cellules H_0 ont été générées selon les modèles définis par (3.11) et (3.14), respectivement.
- Les puissances des signaux relatifs aux trajets multiples sont sélectionnées selon un profil de décomposition exponentielle donnée par (3.1) (3.12) et (3.13), avec $l = 9$.
- Les performances sont analysées pour un canal à évanouissement lent et qui suit une distribution Rayleigh.

4.2 La probabilité de détection :

Pour une P_{fa} désirée (10^{-3}), les facteurs de seuillage(ou autrement dit le seuil) T , sont calculés à partir de :

- Pour le CMLD-CFAR : $P_{fa} = \binom{N}{N-K} \prod_{j=1}^{N-K} \left(T + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1}$ avec $k=Lp-1$
- Pour le CA-CFAR : $p_{fa} = (1 + T)^{-N}$

N : est le nombre de cellules contenues dans la fenêtre de référence

4.2.1 Le CA-CFAR :

Le tableau (4.1) donne les valeurs de T obtenues pour une $P_{fa}=10^{-3}$ et pour $N=16$ et $N=24$

$P_{fa}=10^{-3}$	$N=24$	$T=0.333$
	$N=16$	$T=0.539$

Tableau (4.1) Valeurs de T pour différentes N et pour $P_{fa}=10^{-3}$

4.2.2 Le CMLD-CFAR :

Le tableau (4.2) donne les valeurs de T obtenues pour une $P_{fa}=10^{-3}$, $L_p=1, 2, 4, 6, 8$ et pour $N=16$ et $N=24$

$P_{fa}=10^{-3}$	L_p	$L_p=1$	$L_p=2$	$L_p=4$	$L_p=6$	$L_p=8$
	N	24	$T=0.331$	$T=0.399$	$T=0.54$	$T=0.73$
	16	$T=0.539$	$T=0.693$	$T=1.1$	$T=1.79$	$T=3.1$

Tableau (4.2) Valeurs de T pour différentes N et L_p et pour $P_{fa}=10^{-3}$

On prend : La taille de la fenêtre de corrélation partielle $M=128, 256$, Le nombre de cellules de référence est $N=16, 24$.

La valeur seuil est facilement obtenue à partir de l'expression de la probabilité de fausse alarme donnée par tableau (4.1) pour le CA-CFAR et tableau (4.2) pour le CMLD-CFAR.

D'après la figure (4.1), Nous observons que les deux systèmes (CA-CFAR et CMLD-CFAR) ont des performances de détection équivalente dans un milieu homogène c'est-à-dire lorsque $L_p=1$. Donc l'acquisition adaptative utilisant les détecteurs CA-CFAR et CMLD-CFAR avec intégration non cohérente dans un environnement Rayleigh homogène a des bonnes performances concernant la probabilité de détection P_d .

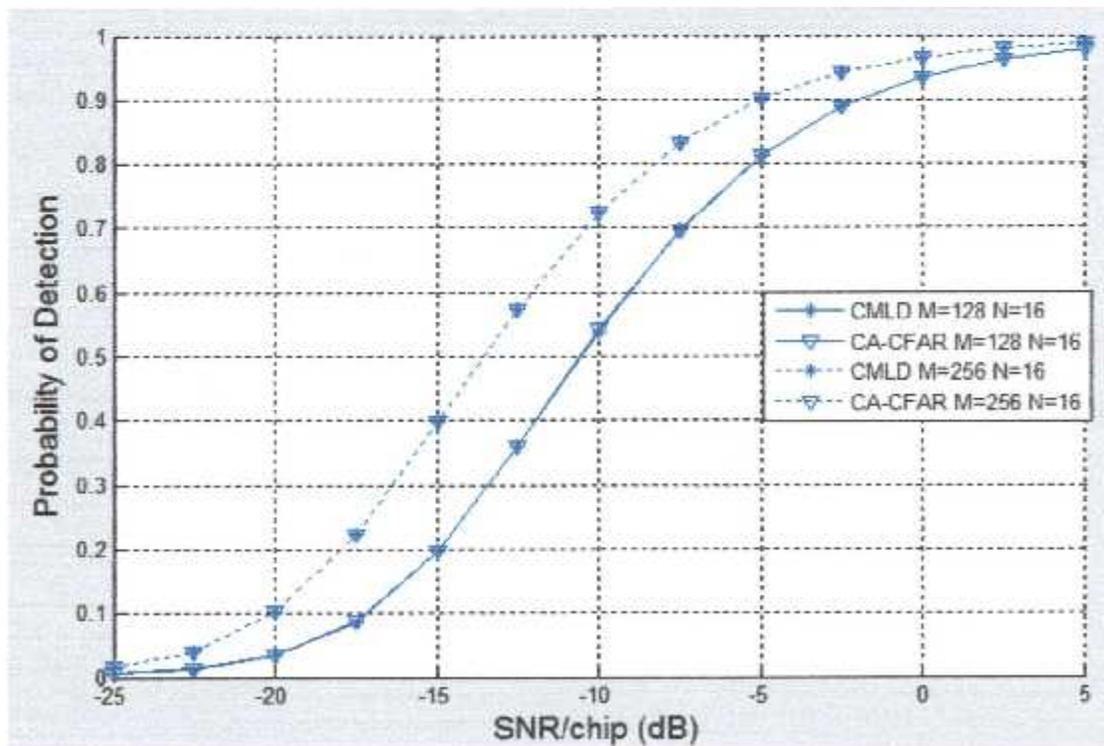


Figure 4.1 Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMLD-CFAR dans un milieu homogène

La variation de la probabilité de détection pour $M=128$ et 256 (La taille de la fenêtre de corrélation partielle) en utilisant le CA-CFAR et CMLD-CFAR dans un milieu homogène est représentée par la figure (4.2). La probabilité de fausse alarme étant fixée à 10^{-3} . Le nombre de cellules de fenêtre de référence est $N=24$, Il est clair que dès M croît, la probabilité de détection augmente aussi.

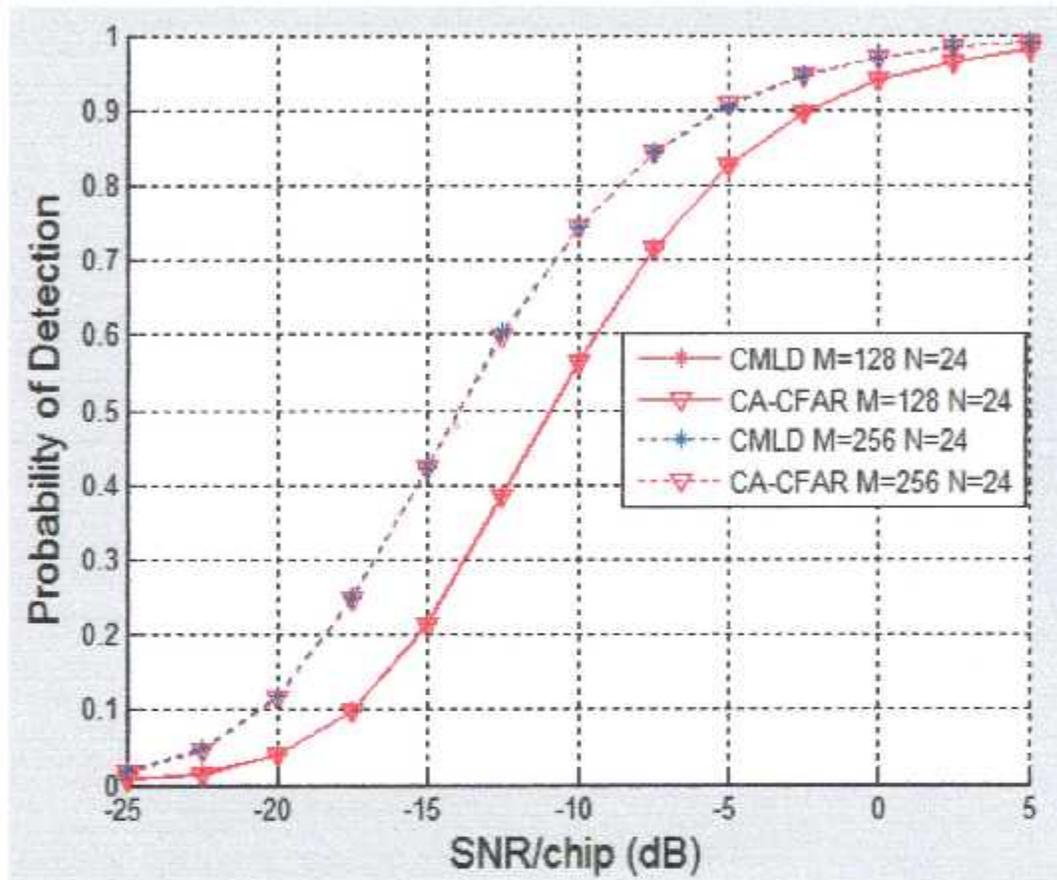


Figure 4.2 La probabilité de détection pour $M = 128$ et 256 , $L_p=1$ (détecteur CA-CFAR et CMLD-CFAR)

On a dit précédemment que la 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

$$E[\alpha_\ell^2] = \frac{1-e^{-\vartheta}}{1-e^{-\vartheta L_p}} e^{-\ell\vartheta} \quad ; \text{ avec : } \vartheta \neq 0 \quad \ell=1,2,\dots,L_p$$

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

Maintenant on suppose que la puissance dans chaque trajet est uniforme c'est-à-dire lorsque $\vartheta=0$, $E[\alpha_\ell^2] = \frac{1}{L_p}$.

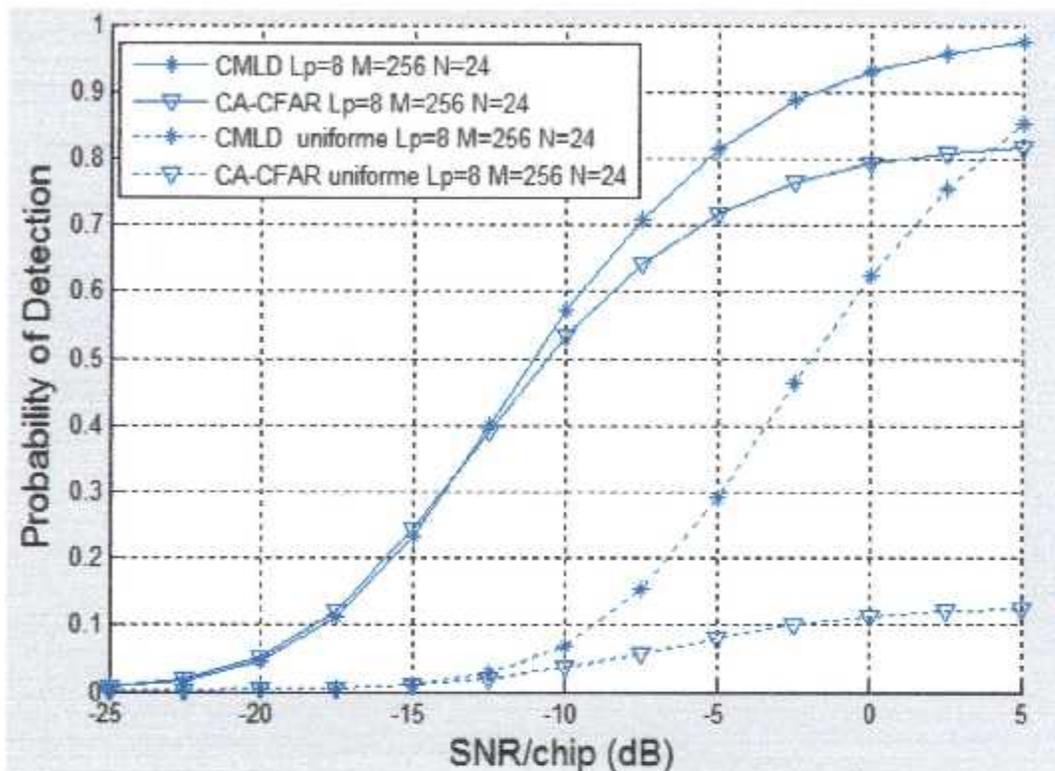


Figure 4.3 Influence de la loi uniforme sur la performance de détection.

La figure (4.3) montre que lorsque Le profil d'intensité des multi-trajets « MIP » (Multipath intensity profile) est supposé uniforme, il influe négativement sur la probabilité de détection, pour les deux processus notamment le détecteur CA-CFAR : performances se dégradent rapidement lorsque MTP est uniforme ce qui confirme qu'il est préférable de supposer MIP en décroissance exponentielle avec le paramètre θ .

Les performances du CA-CFAR sont optimales dans les milieux homogènes. Cependant, l'hypothèse de ces derniers n'est plus valable en présence de cibles interférentes. Dans telles situations, la performance du processeur CA-CFAR est sérieusement dégradée.

Dans le cas d'une situation de non homogénéité, illustrée par la présence de signaux multi trajet, Le nombre de cellules est supposé égal à 24, afin de pouvoir analyser la situation des multi trajet d'une façon raisonnable.

La figure (4.4) montre que la probabilité de détection de CMLD-CFAR dans un milieu non homogène est meilleure par rapport à celle de CA-CFAR, ce qui confirme l'efficacité de détection de CMLD-CFAR à la présence des signaux multi trajet. Mais l'effet négatif des trajets multiples reste toujours existant.

Donc Les performances du détecteur CA-CFAR se dégradent rapidement à la présence de multi trajet. Pour cela, le détecteur CMLD-CFAR a été proposé pour améliorer les performances de détection où les sorties des cellules de référence sont classées par ordre croissant. La cellule qui a des valeurs importantes peut probablement contenir les interférences.

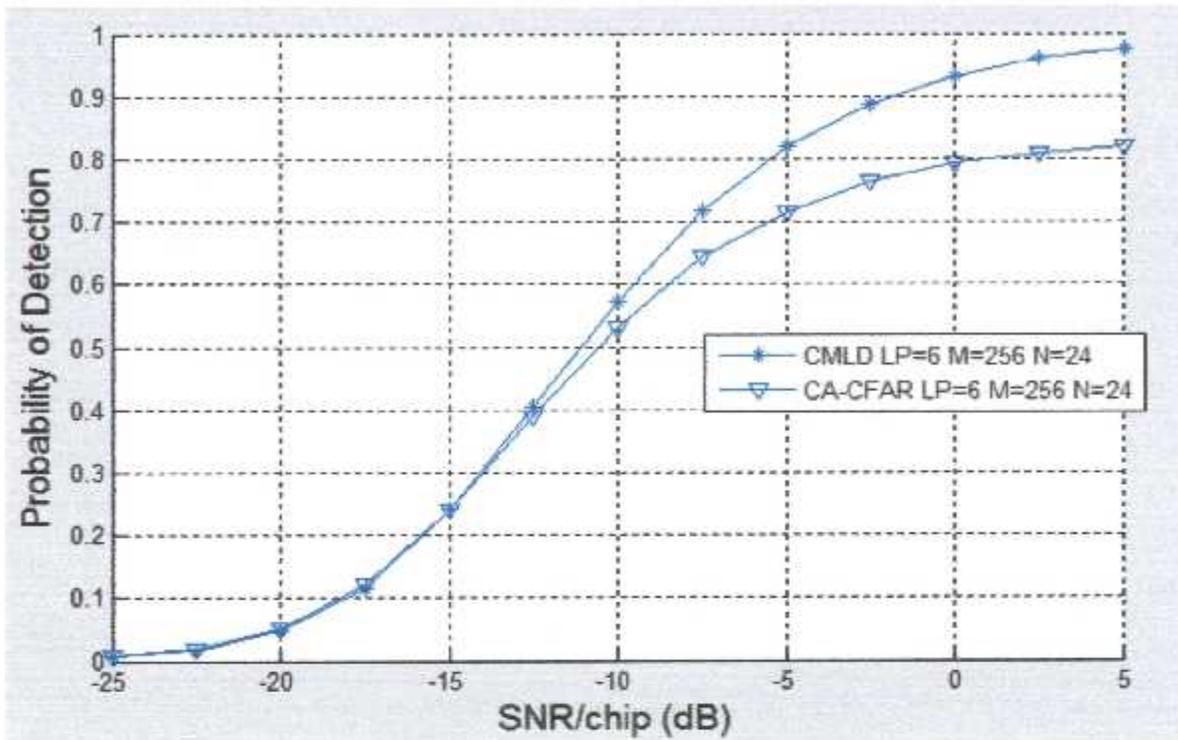


Figure 4.4 Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMLD-CFAR dans un milieu non homogène ($L_p=6$).

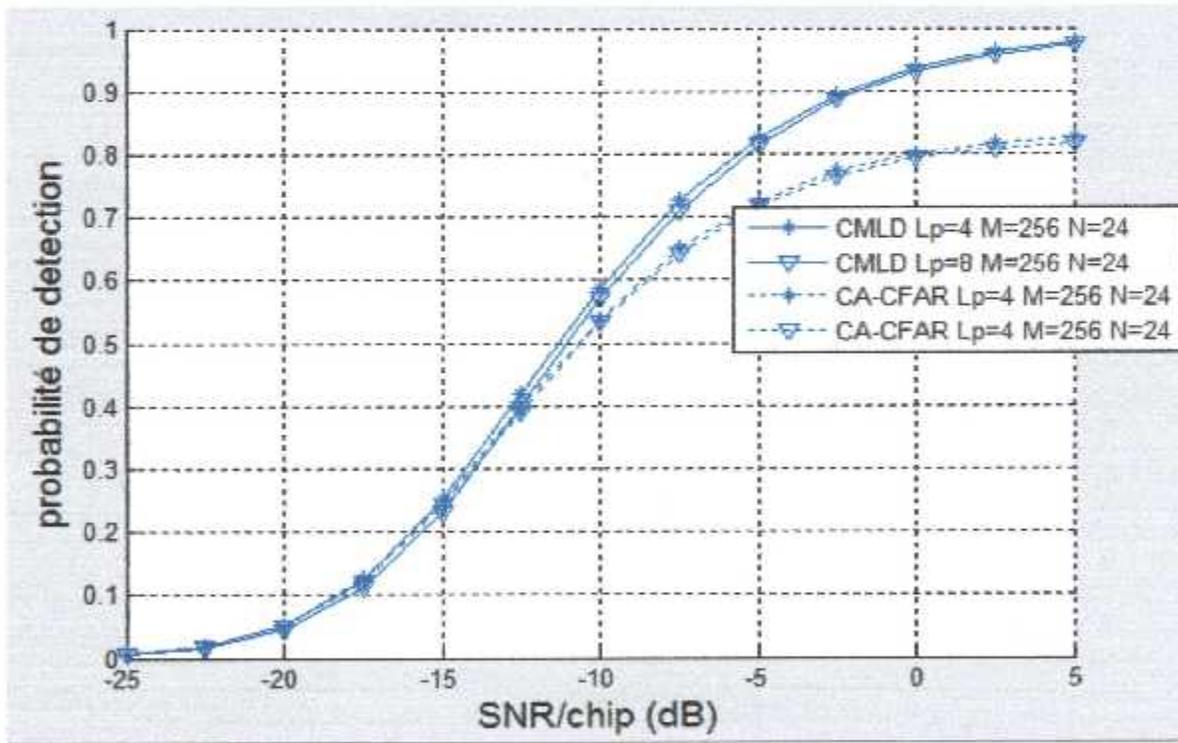


Figure 4.5 Comparaison de l'utilisation du CA-CFAR avec le système CMLD-CFAR avec des signaux multi trajet ($L_p=4,8$)

La Figure (4.5) montre les performances de détection en utilisant un traitement CA-CFAR et CMLD-CFAR, on a considéré un nombre de multi trajet $L_p=4,8$.

La remarque principale qui peut être tirée de ces résultats c'est bien la dégradation de la performance du CA-CFAR et CMLD-CFAR suivant l'augmentation du nombre de signaux multi trajet

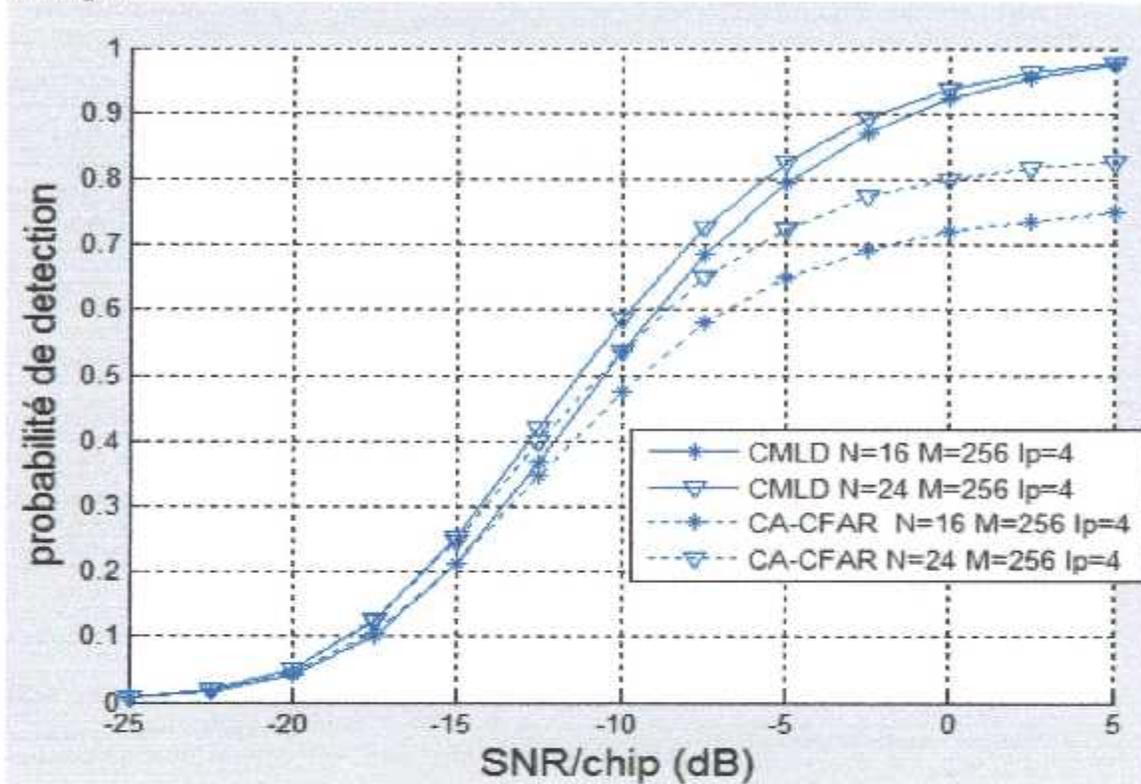


Figure 4.6 : Influence du nombre de cellules de référence sur la performance de détection.

Pour évaluer l'effet de la taille de la fenêtre de référence sur la probabilité de détection, on montre dans la Fig. 4-6 un nombre différent de cellules de référence $N=16,24$. Comme on s'y attendait, la probabilité de détection augmente aussi avec l'augmentation de la taille de la fenêtre de référence, car il donne l'estimation de la puissance de bruit, ce qui permet de faire une bonne estimation du seuil et une adaptabilité rapide aux changements dans l'environnement.

4.3 CONCLUSION :

Dans ce mémoire nous avons traité le problème de l'acquisition adaptative de la séquence pseudo aléatoire PN utilisée dans le système de multiplexage DS/CDMA où la communication nécessite un processus de synchronisation qui est réalisé en deux étapes: l'acquisition et la poursuite.

Acquisition efficace de code PN est une exigence importante pour les récepteurs sans fil à large bande DS-CDMA communication. La réalisation d'une acquisition PN fiable dans divers environnements mobiles d'aujourd'hui, en présence de trajets multiples est un défi. Autrement dit, l'acquisition de la séquence de code PN à la fois rapidement et avec précision est une exigence importante pour la communication de haute qualité.

Puisque le niveau du signal n'est pas stable ainsi que le changement de l'environnement, la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe. Ces faits conduisent à l'utilisation de la réception à taux de fausse alarme constant (CFAR) qui s'articule sur un seuil adaptatif de détection.

Nous avons considéré dans notre étude l'homogénéité (pas d'interférence du multi-accès) et la non homogénéité (existence des interférences) du canal de propagation.

Dans cette thèse, nous avons considéré un régime unique efficace adaptative de code PN d'acquisition d'un système de communication sans fil à large bande qui utilise la détection à seuil adaptatif CMLD-CFAR et CA-CFAR dans de communication multi trajet Rayleigh. , une décision de la cellule sous test est faite sur la base seuillage adaptatif.

Nous avons dérivé des expressions la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection, Ensuite, nous avons étudié la performance du système en termes d'acquisition PN dans un Rayleigh fading lentement canal multi trajet. La détection sur les performances d'acquisition PN ont été étudiés en termes de simulations informatiques sous différents paramètres de conception

Nous avons également montré que l'augmentation de La taille de la fenêtre de corrélation particlle M améliore la performance de détection. La même chose pour N (Le nombre de cellules de référence).

Le détecteur CMLD-CFAR a présenté une meilleure efficacité par rapport au CA-CFAR dans un environnement non homogène (présence des interférences) mais l'effet négatif des trajets multiples reste toujours existant.

4.4 Suggestions pour des travaux de recherche futurs :

- Il est évident à partir des résultats obtenus que l'utilisation de traitement adaptatif CMLD-CFAR en matière de communication à spectre étalé améliore les performances d'acquisition de code PN dans un canal Rayleigh de communication multi trajet par rapport à la CA-CFAR.
- Le système de communication sans fil pour l'acquisition de code PN peut être étudiée plus avec différents processeurs CFAR et pour d'autres mécanismes de recherche d'acquisition de code PN.
- il serait aussi intéressant de traiter le processus d'acquisition basé sur les autres stratégies de recherche (parallèle, multi-dwell)

- [1] A. J. Viterbi, « CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication », Reading MA: Addison-Wesley, 1995.
- [2] J. D. Parsons, the Mobile Radio Propagation Channel, vol. 2. Wiley, October 2000.
- [3] O. Landron, M. J. Feuerstein, and T. S. Rappaport, "A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, pp. 341–351, March 1996.
- [4] K. Bullington, "Radio propagation at frequencies above 30 megacycles," Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 1122–1136, Oct. 1947.
- [5] J. Lavergnat and M. Sylvain, Propagation des ondes radioélectriques - introduction. Masson ed., 1997.
- [6] J. Keller, "Geometrical theory of diffraction," J. of the Optical Society of America, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [7] S. R. Saunders and A. Aragon, Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. Wiley & Sons, 2. a. ed., May 2007
- [8] M. Jankiraman, Space-time codes and MIMO systems. Artech House, 2004.
- [9] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice. Prentice Hall, 1996.
- [10] Kaïs MABROUK. « Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q », Ecole nationale supérieur des télécommunications, 12 Décembre 2008.
- [11] K. Phalavan and A. H. Levesque, wireless information networks, editions Wiley, 1995.
- [12] O. Berder, C. Boudier, and G. Burel, "Identification of frequency hopping communications," in Problems in Modern Applied Mathematics, ser. ISBN 960-8052-15-7. World Scientific Press, pp. 259–264, 2000.
- [13] 3GPP-201, "TS.25.201 UMTS; physical layer-general description," 3GPP Technical Specification, Tech. Rep., March 2001, version 4.0.0.
- [14] IEEE 802.11b, "IEEE standard 802.11b," IEEE Standardization, Tech. Rep., 1999.
- [15] IEEE 802.15.1, "IEEE standard 802.15.1, specification of the Bluetooth system, version 1.2," IEEE Standardization, Tech. Rep., November 2003.
- [16] IEEE 802.15.4, "IEEE standard 802.15.4," IEEE Standardization, Tech. Rep., May 2003.
- [17] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—A tutorial," IEEE Trans. on Communications, vol. com-30, pp. 855–884, May 1982.

- [18] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 13, pp. 619-621, October 1967.
- [19] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 48-54, September 1998
- [20] B. M. Popovic, "Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 38, pp. 1406-1409, July 1992.
- [21] B. M. Popovic, "Spreading sequences for multicarrier cdma systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 47, pp. 918-926, June 1999.
- [22] S. C. Lui and J. J. Kome, "Non binary Kasami sequences over $GF(p)$," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 38, pp. 1409-1410, July 1992.
- [23] J. H. Lindholm, "An analysis of pseudo randomness properties of the subsequences of long m -sequences," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-14, 1968.
- [24] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, pp. 593-698, May 1980.
- [25] D. A. Shedd and D. V. Sarwate, "Construction of sequences with good correlation properties," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-25, pp. 94-97, January 1979.
- [26] 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, pp. 1738-1745, February/ March/ April 1995.
- [27] L. L. Yang and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, pp. 617-628, March 2001.
- [28] A. Polydoros, "On the synchronization aspects of direct sequence spread-spectrum systems," Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, University of Southern Clifornia.
- [29] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-25, pp. 778-784, August 1977.
- [30] G. R. Cooper and C. D. McGillem, *Modern communications and spread spectrum*, McGraw-Hill. Inc., USA, 1986.
- [31] R. Landry, *Techniques d'abaissement des seuils d'acquisition et de poursuite pour les récepteurs GPS*, Editions HERMS, Paris, France, 1998.
- [32] J. G. Proakis, *Digital communications*, Third edition, New York: Mc Graw-Hill, USA, 1995
- [33] Atef Farouki thèse doctorat détecteur CEAR a censure automatique basé sur la variabilité de donnée ordonnée pour les environnement homogène
- [34] X.Y. Hou, N. Morinaga and T. Namekawa, "Direct evaluation of radar detection probabilities," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems on AES*, vol. 23, pp. 418-423, July 1987