

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

*Université MENTOURI Constantine*

*Faculté des sciences de l'ingénieur*

*Département d'électronique*

*Laboratoire Signaux et Systèmes de Communication*

## ***THESE***

Présentée en Vue de l'Obtention du Diplôme de :

**Docteur en Sciences en Electronique**

## ***THEME***

***SCHEMAS HYBRIDES D'ACQUISITION  
ADAPTATIVE DE CODES PN POUR DES  
COMMUNICATIONS DS-CDMA DANS UN  
CANAL RAYLEIGH***

**Option**

**TRAITEMENT DU SIGNAL**

**Par**

**Latifa HACINI**

**DEVANT LE JURY :**

<b><u>PRESIDENT :</u></b>	<b><i>Mr. Malek BENSLAMA</i></b>	<b><i>Prof</i></b>	<b><i>Université de Constantine</i></b>
<b><u>RAPPORTEUR :</u></b>	<b><i>Mr. Atef FARROUKI</i></b>	<b><i>Prof</i></b>	<b><i>Université de Constantine</i></b>
<b><u>EXAMINATEURS :</u></b>	<b><i>Mr. Noureddine DOGHMANE</i></b>	<b><i>Prof</i></b>	<b><i>Université de Annaba</i></b>
	<b><i>Mr. Faouzi SOLTANI</i></b>	<b><i>Prof</i></b>	<b><i>Université de Constantine</i></b>
	<b><i>Mr. M'hamed HAMADOUCHE</i></b>	<b><i>M.C</i></b>	<b><i>Université de Boumerdes</i></b>

**Juin 2012**

# *RESUME*

---

---

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

La synchronisation du code PN (Pseudo-Noise) est une tâche essentielle dans les systèmes CDMA à séquence directe (DS-CDMA). Son but est d'aligner les séquences de codes reçues avec celles générées localement. La synchronisation de code, en général, est réalisée en deux étapes de base: l'acquisition et la poursuite du code. Dans la première étape, les codes sont alignés grossièrement, tandis que dans la deuxième, la différence de phase résiduelle est réduite et maintenue égale à zéro. L'approche la plus commune dans l'acquisition de code PN consiste à rechercher l'alignement de phase entre le code reçu et le code local, sur un nombre fini de positions possibles. L'objectif de cette thèse s'inscrit précisément dans ce cadre. Deux systèmes sont ainsi proposés et étudiés dans le cas d'un canal à évanouissement de type Rayleigh.

Le premier système proposé utilise une stratégie de recherche hybride et une censure automatique pour contourner l'effet de masque provoqué par la présence des trajets multiples dans le canal de référence. Pour des raisons de mise en œuvre, nous avons proposé une architecture parallèle dans laquelle les tests successifs sont traités simultanément. Nous présentons les développements mathématiques conduisant aux expressions exactes de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen. Les performances du système sont analysées en présence des trajets multiples. La robustesse du système proposé, en termes de probabilité de détection et de temps d'acquisition moyen, est comparée à celle des algorithmes conventionnels proposés dans la littérature. Nous avons étudié également les effets de divers paramètres tels que le rapport signal sur bruit et le nombre de trajets. Les résultats obtenus mettent en évidence la robustesse du système d'acquisition proposé relativement aux systèmes conventionnels, en présence de trajets multiples. En outre, l'approche parallèle mise en œuvre réduit considérablement le temps de calcul de l'algorithme d'acquisition, ce qui favorise son fonctionnement en temps réel.

Le deuxième système proposé utilise une stratégie de recherche hybride associée à une technique d'intégration dite « non conventionnelle », exploitant la diversité d'antennes. Le seuil de détection de l'alignement de phase varie de manière adaptative en fonction de l'environnement. Les expressions exactes de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen ont été calculées. Les performances du système proposé ont été analysées et évaluées dans des canaux de type Rayleigh en présence des trajets multiples pour divers paramètres du canal. Les résultats obtenus montrent que l'intégration des signaux provenant de plusieurs antennes améliore, d'une façon significative, la probabilité de détection de la synchronisation ainsi que le temps d'acquisition moyen en présence de trajets multiples.

# ABSTRACT

---

---

The Code Division Multiple Access is a multiplexing technique with spread spectrum. It was originally intended for military applications. It allows, by spreading the power over a wide frequency band of the channel, to give the signal to be transmitted the form of noise, making it difficult to detect by receivers to which the message is not intended. Another advantage is the resistance that confers the spread spectrum to the jammers that can occur during transmission

Code synchronization is an essential task in DS-CDMA systems. Its purpose is to align the received code sequences with those generated locally. Code synchronization, in general, consists of two basic steps, *code acquisition* and *code tracking*. In the former the codes are aligned coarsely, whereas in the later the remaining phase difference is reduced and kept equal to zero. The most common approach in code acquisition is to search over a finite number of possible code positions until the phase alignment. The objective of this thesis is a part of this framework; the main goal of this work is to improve the performances of PN code acquisition. Thus, two systems are proposed and studied for a Rayleigh fading channels.

First, we proposed a PN acquisition system using a hybrid search strategy and an automatic censoring procedure to circumvent the masking effect caused by the presence of multipath signals in the reference channel. For implementation considerations, we proposed a parallel architecture in which sequential tests are processed simultaneously. Exact expressions for the probability of false alarm and the mean acquisition time are obtained. The Performances of the proposed system are analyzed in the presence of multipath signals. The robustness of the proposed system, in terms of detection probability and mean acquisition time, is compared to that of the well known conventional systems. We also studied the effects of various parameters such as Signal to Noise Ratio and the number of multipath signals. The results show that the proposed acquisition system is more robust in the presence of multipath than conventional ones. Moreover, the parallel approach considered provides a low computational cost that does not limit the real-time applications of the proposed system.

In the second part of this work, we proposed a hybrid search-based strategy using a nonconventional integration and adopting antenna diversity. The threshold is adaptively varied according to the actual environment. Exact expressions for the probability of false alarm and the mean acquisition time are obtained. The performances of the proposed system are analyzed and

evaluated in Rayleigh fading channels in the presence of multipath signals. The effects of various parameters such as SNR and the number of multipath are also studied. The results show that the nonconventional integrating of signals from multiple antennas improves the detection performance and the mean acquisition time in multipath environments.

# ملخص

الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز هو تقنية إرسال متعدد مع تمديد الطيف، هذه التقنية استعملت في البدء في التطبيقات العسكرية. إنها تتيح، من خلال نشر الطاقة على مجال ترددي واسع للقناة، إرسال الإشارة على شكل ضجيج مما يجعل من الصعب اكتشافها من قبل أجهزة الاستقبال غير المقصودة بالرسالة. هناك ميزة أخرى والتي تتمثل في المقاومة التي يمنحها امتداد الطيف ضد التشويش الذي يمكن أن يظهر أثناء الإرسال.

تزامن الترميز مهمة أساسية في أنظمة الاستعمال المتعدد بتقسيم الرموز بمتتالية مباشرة. الغرض منه هو مطابقة متتالية الرمز الواردة مع تلك المولدة محليا. تزامن الترميز، بشكل عام، يتكون من خطوتين أساسيتين، اكتساب و متابعة الرمز. في الأولى، تتم مطابقة تقريبية للرموز، بينما في الثانية، يقلص الفارق المتبقي في الطور و يحفظ مساويا للصفر. النهج الأكثر شيوعا لاكتساب الرمز يتمثل في البحث في عدد محدود من الوضعيات الممكنة للرمز حتى الحصول على تطابق في الطور. الهدف من هذه الرسالة يندرج ضمن هذا الإطار، و يتمثل في تحسين أداء اكتساب الرموز، لهذا الغرض نقترح و ندرس نظامين مختلفين.

النظام المقترح الأول يستخدم إستراتيجية البحث الهجين مع إقصاء أوتوماتيكي لتفادي أثر الإخفاء الناجم عن تواجد مسارات متعددة في القناة المرجعية. لتسهيل عملية التنفيذ، اقترحنا بنية متوازية بحيث تتم معالجة الاختبارات المتتالية في وقت واحد. قمنا بإيجاد العبارات الدقيقة لاحتمال الإنذار الخاطئ و وقت الاكتساب المتوسطي. تم تحليل أداء النظام المقترح في وجود مسارات متعددة. قمنا بمقارنة مدى فعالية النظام المقترح، من حيث احتمال الاكتشاف و وقت الاقتناء المتوسطي، إلى النظم التقليدية المقترحة. كما درسنا أيضا الآثار المترتبة عن مختلف العوامل مثل نسبة الإشارة على الضجيج، وعدد المسارات المتعددة. أظهرت النتائج المتحصل عليها أن نظام الاكتساب المقترح أكثر فاعلية من الأنظمة التقليدية

في ظل وجود مسارات متعددة. و علاوة على ذلك، فإن النهج المتوازي المتبع يوفر في التكلفة الحسابية الشيء الذي لا يحد من التطبيقات الحقيقية للنظام المقترح.

النظام المقترح الثاني أيضا يستخدم إستراتيجية البحث الهجين مرفقة بتقنية دمج غير تقليدي للإشارات مع اعتماد سلسلة من الهوائيات. عتبة كشف تطابق الطور تتغير بطريقة تتكيف مع البيئة. التعبيرات الرياضية الدقيقة لاحتمال الإنذار الخاطئ و وقت الاكتساب المتوسطي تم الحصول عليها. تم تحليل و تقييم أداء النظام المقترح في وجود مسارات متعددة. كما تمت دراسة آثار مختلف عوامل القناة على فعالية النظام. حسب النتائج المتحصل عليها، فإن الدمج غير التقليدي للإشارات المستقاة من عدة هوائيات ساهم في تحسين أداء الكشف في البيئة ذات المسارات المتعددة.

# REMERCIEMENTS

---

---

*Je remercie en premier lieu et profondément mon Directeur de thèse, monsieur Atef FARROUKI, Professeur au département d'électronique de l'université de Constantine qui m'a encadré tout au long de ces années d'étude. Au travers de nos discussions, il m'a apporté une compréhension plus approfondie des divers aspects du sujet. Ses suggestions avisées ont permis la réalisation effective de ce travail.*

*J'exprime mes sincères remerciements à monsieur Zoheir HAMMOUDI, Professeur au département d'électronique de l'université de Constantine qui a suivi de près l'ensemble de mes travaux.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à monsieur Malek BENSLAMA, Professeur au département d'électronique de l'université de Constantine, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse de doctorat.*

*Mes remerciements s'adressent ensuite aux messieurs :*

*Faouzi SOLTANI, Professeur au département d'électronique de l'université de Constantine, Nouredine DOGHMANE professeur au département d'électronique de l'université d'Annaba, et Monsieur M'hamed HAMADOUICHE, Maitre de conférences au département d'infotronique de l'université de Boumerdes, qui ont accepté d'être les examinateurs de cette thèse. Leurs rapports et l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail l'ont mis en valeur.*

*Mes remerciements vont aussi à mes amies, en particulier AISSAOUI. Amel, S. Fatima, K. Farida, L. Maya, C. Chahira. De même, je remercie mes collègues au centre universitaire de BBA : F.Fahima, H. Assia, A. Souad, A.Hadjar et D. Khadra, pour le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont apportés.*

*Je clos enfin ces remerciements en dédiant cette thèse de doctorat à mes parents que j'ai eus la chance de les avoir à mes côtés, qui m'ont soutenu tout au long de ces années de travail.*

# TABLE DES MATIERES

---

---

	page
<i>LISTE DES ABREVIATIONS</i>	XI
<i>LISTE DES FIGURES</i>	XIV
<i>LISTE DES TABLEAUX</i>	XVI
<i>CHAPITRE 1 INTRODUCTION GENERALE</i>	
<b>1.1. GENERALITES</b>	2
<b>1.2. EVOLUTION DES NORMES</b>	2
1.2.1. Réseaux cellulaires mobiles	2
1.2.2. Réseaux locaux Wireless	4
<b>1.3. CARACTERISTIQUES DU CANAL</b>	5
<b>1.4. LES CANAUX DE TRANSMISSION</b>	7
1.4.1. Canal binaire symétrique	7
1.4.2. Canal à bruit blanc Gaussien	8
1.4.3. Canal multi-trajets	9
<b>1.5. PLAN DELECTURE</b>	12
<i>CHAPITRE 2 SYSTEMES DE COMMUNICATIONS A SPECTRE ETENDU PAR SEQUENCES DIRECTES</i>	
<b>2.1. INTRODUCTION</b>	14
<b>2.2. ACCES MULTIPLES DANS LES SYSTEMES RADIOFREQUENCE</b>	14
2.2.1. Accès multiple par répartition dans le temps	14
2.2.2. Accès multiple par répartition de fréquence	15
2.2.3. Accès multiple par répartition de codes	16
<b>2.3. TRANSMISSION DUPLEX</b>	19
2.3.1. Frequency Division Duplex (FDD)	20
2.3.2. Time Division Duplex (TDD)	21

<b>2.4. ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE</b>	<b>21</b>
2.4.1. Principe de l'étalement de spectre	21
2.4.2. Principe de l'étalement du spectre par séquence directe	22
2.4.3. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre	25
<b>2.5. APLICATION DE LA TECHNIQUE DS-CDMA</b>	<b>26</b>
<b>2.6. SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA</b>	<b>28</b>
2.6.1. La phase d'acquisition initiale	28
2.6.2. La poursuite du code	36
<b>2.7. LES CODES D'ETALEMENT</b>	<b>36</b>
2.7.1. Les séquences pseudo-aléatoires	37
2.7.2. Générateur linéaire de séquences pseudo-aléatoires	37
2.7.2.1. Générateur de séquences à longueur maximale	38
2.7.2.2. Générateur de séquences de Gold	39
<b>2.8. ETAT DE L'ART</b>	<b>40</b>
<b>2.9. CONCLUSION</b>	<b>44</b>

### *CHAPITRE 3 ACQUISITION HYBRIDE ADAPTATIVE DES CODES PN*

<b>3.1. INTRODUCTION</b>	<b>46</b>
<b>3.2. POSITION DU PROBLEME</b>	<b>46</b>
<b>3.3. MODELE DU CANAL ET HYPOTHESE DE BASE</b>	<b>47</b>
<b>3.4. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE</b>	<b>49</b>
3.4.1. Description du système	49
3.4.2. Architecture du bloc de décision	53
3.4.3. Probabilité de fausse alarme	56
3.4.4. Temps d'acquisition moyen	58
<b>3.5. RESULTATS ET DISCUSSIONS</b>	<b>62</b>
<b>3.6. CONCLUSION</b>	<b>68</b>

### *CHAPITRE 4 ACQUISITION HYBRIDE ADAPTATIVE DES CODES PN BASEE SUR LES STATISTIQUES D'ORDRE ET ADOPTANT UNE DIVERSITE D'ANTENNE*

<b>4.1. INTRODUCTION</b>	<b>71</b>
<b>4.2. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE</b>	<b>71</b>
4.2.1. Description du système	71

<b>4.3. FORMULATION DU PROBLEME</b>	<b>73</b>
<b>4.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS</b>	<b>78</b>
<b>4.5. CONCLUSION</b>	<b>83</b>
<b><i>CHAPITRE 5 CONCLUSUIN GENERALE</i></b>	
<b>5.1. Conclusion</b>	<b>85</b>
<b>5.2. Perspectives</b>	<b>86</b>
<b><i>BIBLIOGRAPHIE</i></b>	<b>88</b>

# *LISTE DES ABBREVIATIONS*

---

---

AAP	Adaptive Acquisition Processor
ACAP	Automatic Censoring Acquisition Processor
AHAP	Adaptive Hybrid Acquisition Processor
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CA	Cell Averaging
CBS	Canal Binaire Symétrique
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
DCS	Digital Communication System
DL	Downlink
DS	Direct Sequence
E-CFAR	Excision Constant False Alarm Rate
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ETACS	Extended Total Access Communication System
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFH-CDMA	Fast Frequency Hopping -Code Division Multiple Access
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communication
HAPAC	Hybrid Acquisition Processor based on Automatic multipath Cancellation
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
i.i.d	independent and identically distributed
IMPA	Iterative Message Passing Algorithm
IMT	International Mobile Telecommunication
I-Q	In phase–Quadrature phase
ISI	Inter–Symbol Interference
JPDC	Japanese Personal Digital Cellular
JTAC	Japonais Total Access Communication
LSFR	Linear Shift Feedback Register

LTE	Long Term Evolution
MAI	Multiple Access Interference
MMS	Multimedia Messaging Service
MGF	Moment Generating Functions
NC-OSHAP	Non Conventional-Order Statistic Hybrid Acquisition Processor
OS	Order Statistics
OSAP	Order Statistic Acquisition Processor
OSHAP	Order Statistic Hybrid Acquisition Processor
PCS	Personal Communication Service
$P_d$	Probability of Detection (Probabilité de détection)
PDC	Personal Digital Cellular
$P_{df}$	Probability density function
$P_{fa}$	Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme)
PG	Processing Gain
PLL	Phase Locked Loops
$P_m$	Probability Miss (Probabilité de non détection)
PN	Pseudo-Noise
$P_{nfa}$	Probability of not false alarm
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RBS	Radio Base Station
Res	The Residue
RF	Radio Fréquence
RNC	Radio Network Controller
SFH-CDMA	Slow Frequency Hopping- Code Division Multiple Access
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
SWAP	Shared Wireless Access Protocol
TACS	Total Access Communication System
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping- Code Division Multiple Access
TM	Threshold Mode
UL	Uplink

UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
W-CDMA	Wideband– Code Division Multiple Access
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
16QAM	16 Quadrature Amplitude Modulation
3G	Third generation (Troisième génération)

# *LISTE DES FIGURES*

---

---

<b>Figure</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
<b>1.1</b>	Trajet multiple dans un canal radio	<b>6</b>
<b>1.2</b>	Interférence inter symbole a) Retard court b) Retard important	<b>7</b>
<b>1.3</b>	Description d'un canal binaire symétrique	<b>7</b>
<b>1.4</b>	Diagramme du canal binaire symétrique	<b>8</b>
<b>1.5</b>	Modèle du canal AWGN	<b>8</b>
<b>1.6</b>	Représentation d'une distribution gaussienne à valeur moyenne nulle	<b>9</b>
<b>1.7</b>	Représentation du principe du canal multi-trajets	<b>10</b>
<b>1.8</b>	Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh	<b>11</b>
<b>2.1</b>	Technique d'accès multiple TDMA	<b>15</b>
<b>2.2</b>	Technique d'accès multiple FDMA	<b>16</b>
<b>2.3</b>	Technique d'accès multiple CDMA	<b>17</b>
<b>2.4</b>	Différentes techniques CDMA	<b>18</b>
<b>2.5</b>	Transmission duplex	<b>20</b>
<b>2.6</b>	Multiplex FDD/CDMA	<b>20</b>
<b>2.7</b>	Principe de l'étalement de spectre	<b>21</b>
<b>2.8</b>	Système de communication à spectre étendu par séquence directe	<b>23</b>
<b>2.9</b>	Modulation par séquence pseudo-aléatoire	<b>23</b>
<b>2.10</b>	Principe d'étalement du spectre en séquence directe ( $N_C=6$ )	<b>24</b>
<b>2.11</b>	Exemple de systèmes de communication utilisant la technologie DS- CDMA (a) par système satellitaire (b) système mobile cellulaires	<b>27</b>
<b>2.12</b>	Principe d'acquisition sérielle	<b>29</b>
<b>2.13</b>	Principe d'acquisition parallèle	<b>29</b>
<b>2.14</b>	Principe d'acquisition hybride	<b>30</b>
<b>2.15</b>	Structure du détecteur (a) Détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non- cohérent, (c) détecteur quadratique non cohérent.	<b>31</b>
<b>2.16</b>	Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe	<b>32</b>
<b>2.17</b>	Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif	<b>33</b>
<b>2.18</b>	Schéma de principe du détecteur CA-CFAR	<b>34</b>

<b>2.19</b>	Schéma de principe du détecteur OS-CFAR	<b>35</b>
<b>2.20</b>	Générateur de séquences à longueur maximale	<b>38</b>
<b>2.21</b>	Générateur de séquences de Gold	<b>40</b>
<b>3.1</b>	Le modèle à ligne de retard d'un canal sélectif en fréquence	<b>48</b>
<b>3.2</b>	Schéma bloc du processeur d'acquisition adaptative hybride	<b>50</b>
<b>3.3</b>	Structure interne des corrélateurs	<b>50</b>
<b>3.4</b>	Organigramme récapitulatif du fonctionnement du système d'acquisition	<b>53</b>
<b>3.5</b>	Architecture du dispositif de décision et du bloc d'estimation du nombre de trajets	<b>55</b>
<b>3.6</b>	Diagramme d'état du système HAPAC a) cas 1 b) cas 2	<b>59</b>
<b>3.7</b>	Mode de recherche pour le processeur HAPAC a) cas 1 b) cas 2	<b>61</b>
<b>3.8</b>	Pd de AHAP(0), OSHAP et HAPAC dans un environnement sans trajets multiples	<b>64</b>
<b>3.9</b>	Pd de HAPAC, AHAP et OSHAP dans un environnement à trajets multiples a) Profil à décroissance uniforme b) profil à décroissance exponentielle ( $\mu=1$ )	<b>65</b>
<b>3.10</b>	Probabilités discrètes de l'estimateur du nombre des trajets multiples a) 2 trajets b) 6 trajets	<b>66</b>
<b>3.11</b>	Temps moyen d'acquisition du système AHAP, OSHAP et HAPAC en présence d'un seule trajet	<b>67</b>
<b>3.12</b>	Temps moyen d'acquisition des processeurs AHAP, OSHAP et HAPAC dans un environnement à trajets multiples	<b>68</b>
<b>4.1</b>	Schéma bloc du système d'acquisition adaptative hybride	<b>72</b>
<b>4.2</b>	Structure interne des corrélateurs	<b>72</b>
<b>4.3</b>	Diagramme d'état du système d'acquisition hybride	<b>78</b>
<b>4.4</b>	$P_d$ en présence d'un seul trajet dans le canal	<b>79</b>
<b>4.5</b>	$P_d$ dans un environnement à trajets multiples avec une et deux antennes	<b>80</b>
<b>4.6</b>	Temps moyen d'acquisition en présence d'un seul trajet	<b>81</b>
<b>4.7</b>	Comparaison entre les probabilités de détection du NC-OSHAP et HAPAC dans un environnement sans trajets multiples	<b>82</b>
<b>4.8</b>	Comparaison entre les probabilités de détection du NC-OSHAP et HAPAC en présence de deux trajets	<b>83</b>

# ***LISTE DES TABLEAUX***

---

---

<b>Tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
<b>1.1</b>	Les principaux standards de téléphonie Radio Fréquence	<b>4</b>
<b>2.1</b>	Choix des prises sur le registre à décalage	<b>39</b>
<b>3.1</b>	Code binaire de $\hat{k}$ ; $L=5$	<b>55</b>

# *CHAPITRE 1*

---

---

## *INTRODUCTION GENERALE*

---

---

### *Sommaire*

---

---

- 1.1. GENERALITES**
  - 1.2. EVOLUTION DES NORMES**
  - 1.3. CARACTERISTIQUES DU CANAL**
  - 1.4. LES CANAUX DE TRANSMISSION**
  - 1.5. PLAN DE LECTURE**
- 
-

## 1.1. GENERALITES

Durant les dernières années, le domaine des télécommunications et des réseaux a connu une évolution rapide ainsi que de profonds changements. Avec l'apparition des nouvelles technologies en télécommunications, les normes modernes sont devenues plus strictes en termes de qualité de service rendu aux clients. Aussi, sur le plan technologique en particulier, les réseaux de transmission de données ont vu leur capacité s'accroître, notamment concernant le débit et le nombre d'utilisateurs supporté. De plus, l'intégration des services et la diversité des données échangées, telles que la voix, la vidéo haute définition, la consultation interactive de base de données ainsi que l'Internet haut débit exigent le déploiement de systèmes, non seulement de plus en plus rapides, mais surtout plus performants, pour la prise en charge et la gestion d'un trafic en perpétuelle croissance.

## 1.2. EVOLUTION DES NORMES

Depuis quelques décennies, on observe dans le domaine des télécommunications l'apparition de nouvelles technologies pour transporter la voix, partager des données et communiquer de différentes manières.

### 1.2.1. Réseaux Cellulaires mobiles

La première génération de la téléphonie mobile était entièrement analogique et caractérisée par une importante taille des terminaux. Il s'agissait principalement des standards suivants [1-3]:

- **AMPS** (Advanced Mobile Phone System), c'était le principal système analogique de téléphonie mobile en Amérique du Nord entre les années 1980 et 2000. Cette norme est caractérisée par un faible mécanisme de sécurité rendant possible le piratage des lignes téléphoniques.
- **TACS** (Total Access Communication System) : c'est la version européenne de l'AMPS pour la technologie mobile sans fil. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz, ce système fut notamment largement utilisé dans certains pays européens (notamment au Royaume Uni et en Irlande en 1983). TACS est également utilisé au Japon sous le nom Japanese Total Access Communication (JTAC).
- **ETACS** (Extended Total Access Communication System) : est une version améliorée du standard TACS radio cellulaire développée pour être utilisée au Royaume-Uni. ETACS fonctionne dans la bande des 900 MHz, et emploie une modulation de fréquence (FM), tout en utilisant un nombre plus important de canaux de communication.

Ces trois standards, qui ne permettaient pas de garantir la confidentialité des communications, sont, par ailleurs, vite devenus saturés [1]. Pour cette raison, l'évolution des systèmes de communication radio fréquence ne s'arrêtait pas là; on assiste ensuite, à l'apparition de la deuxième génération notée 2G entièrement numérique dans laquelle on distingue trois standards à savoir le GSM, le CDMA et le TDMA [1,2].

- **GSM** (Global System for Mobile Communication) : est la norme numérique la plus populaire pour les téléphones portables dans le monde. Dans cette norme, on trouve plusieurs variantes à savoir :
  - Digital Communication System (DCS) qui utilise la gamme des 1800 MHz utilisée en Europe, en Afrique, au Moyen-Orient et en Asie.
  - Personal Communication Service (PCS) utilisée aux États-Unis, fonctionnant en 850 MHz et en 1900 MHz.
  - GSM-400, utilisant les fréquences de 450 MHz ou 480 MHz.
- **CDMA** (Code Division Multiple Access) : c'est un système de codage des transmissions, basé sur la technique d'étalement de spectre. Il permet de diffuser plusieurs signaux radio simultanément sur la même fréquence porteuse.
- **TDMA** (Time Division Multiple Access) : utilise une technique de multiplexage temporel permettant de transmettre plusieurs signaux sur un seul canal afin d'augmenter le volume des données transmises simultanément. Le principe de TDMA est de découper le temps disponible entre les différents utilisateurs.

Pour avoir un débit encore plus accru que la norme d'origine du GSM, deux extensions de ce standard ont été créées et nommées GPRS (2.5G) et EDGE (2.75G) [1,2] :

- **GPRS** (General Packet Radio Service) : cette norme permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, avec des débits théoriques maximaux de l'ordre de 171,2 kbit/s. Cette architecture s'appuie sur l'infrastructure de base du GSM (en mode commutation de circuits) en intégrant un réseau data permettant l'accès IP.
- **EDGE** (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) : ce standard est utilisé comme transition vers la troisième génération de la téléphonie mobile. Ce dernier permet d'augmenter le débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique maximal de 384 Kbit/s pour les stations fixes (piétons et véhicules lents) et jusqu'à 144 kbit/s pour les stations mobiles (véhicules rapides).

Dans le but de soutenir l'essor du haut débit et de répondre aux applications multimédias (accès à Internet et aux réseaux d'entreprise, services de messageries, visioconférence, jeux, etc.), la téléphonie mobile de troisième génération de systèmes cellulaires (3G) est née.

- **UMTS** (Universal Mobile Telecommunications System) : ce standard s'appuie sur l'évolution de la troisième génération du CDMA et utilise la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), offrant un débit maximal de 2 Mb/s pour une bande passante de 5MHz [4].
- **HSDPA** (High-Speed Downlink Packet Access) : évolution du 3G, appelé 3G+ ou encore 3.5G. Elle utilise une modulation en 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation) pouvant atteindre des débits allant jusqu'à 10 Mb/s.

Le tableau 1.1 présente une récapitulation des principaux standards de téléphonie RF (Radio Fréquence).

Standard	Génération	Caractéristiques
GSM	2G	Permet le transfert des voix ou des données numériques de faible volume.
GPRS	2.5G	Permet le transfert des voix ou des données numériques de volume modéré.
EDGE	2.75G	Permet le transfert simultané des voix et des données numériques.
UMTS	3G	Permet le transfert simultané des voix et des données numériques à haut débit.
UMTS+HSDPA	3.5G ou 3G+	Permet de connecter les téléphones mobiles 3G au réseau internet.
LTE(Long Term Evolution)	4G	Permet d'améliorer des applications plus exigeantes telles que la télévision interactive, les blogs vidéo mobiles, les jeux avancés et des services professionnels.

**Tableau 1.1.** Les principaux standards de téléphonie Radio Fréquence.

### 1.2.2. Réseaux locaux Wireless

Le réseau local sans fil (WLAN : Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir une zone de quelques mètres. Il existe plusieurs technologies concurrentes [5-7] :

- **Le Wifi** (ou IEEE 802.11.x) : Le WiFi (Wireless Fidelity) est un ensemble de normes concernant les réseaux locaux sans fil (WLAN) qui permettent de relier sans fil des ordinateurs portables, des ordinateurs de bureau, des assistants personnels (Personal Digital Assistant : PDA) ainsi que des périphériques mobiles à une liaison haut débit ou à des appareils électroniques communiquant sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres. Le WiFi repose sur la norme technique de communication radio électrique IEEE 802.11

qui est en réalité la norme initiale offrant des débits de 1 ou 2 Mbps. Des révisions ont été apportées à la norme originale afin d'optimiser le débit qui peut atteindre théoriquement 54 Mbits/s (de 11 Mbit/s en 802.11b à 54 Mbit/s en 802.11a/g) sur une bande de fréquence de 2.4 GHz (802.11b/g) et 5 GHz (802.11a).

- **HomeRF** (ou IEEE 802.15.x) : HomeRF est une spécification de réseau sans fil (Shared Wireless Access Protocol-SWAP) permettant à des périphériques domestiques au sein d'une entreprise d'échanger des données entre elles sans besoin de câblage. Bluetooth est une spécification de HomeRF qui emploie une technique radio courte distance destinée à simplifier les connexions entre les appareils électroniques. A titre d'exemple, le standard IEEE 802.15.1 permet d'obtenir un débit de 1 Mbit/s à faible coût.
- **WiMAX** (ou IEEE 802.16.x) : WiMAX définit les transmissions des données à haut-débit, par voie hertzienne. Ce standard permet un débit théorique de 70 Mbits/s. WiMAX englobe plusieurs standards, tous à des états d'avancement différents ; à titre d'exemple IEEE 802.16e apporte les possibilités d'utilisation en situation mobile du standard, jusqu'à 122 km/h. IEEE 802.16m se distingue par un débit en situation mobile ou stationnaire allant jusqu'à 1 Gbit/s et de 100 Mbits/s en situation de grande mobilité.

Le développement rapide des communications sans fil RF et l'émergence de nouveaux standards sollicitent la convergence vers la quatrième génération de communications mobiles. Cette génération doit offrir une diversité d'applications, donc la nécessité de réaliser une interopérabilité des systèmes sans fils cellulaires et locaux.

Avec une largeur spectrale limitée et un développement croissant des besoins en débits, la transmission des données numériques sans fil sur voix hertziennes est devenue saturée. Pour ces raisons, des motivations apparaissent pour les transmissions des signaux numériques par faisceau laser dans l'atmosphère.

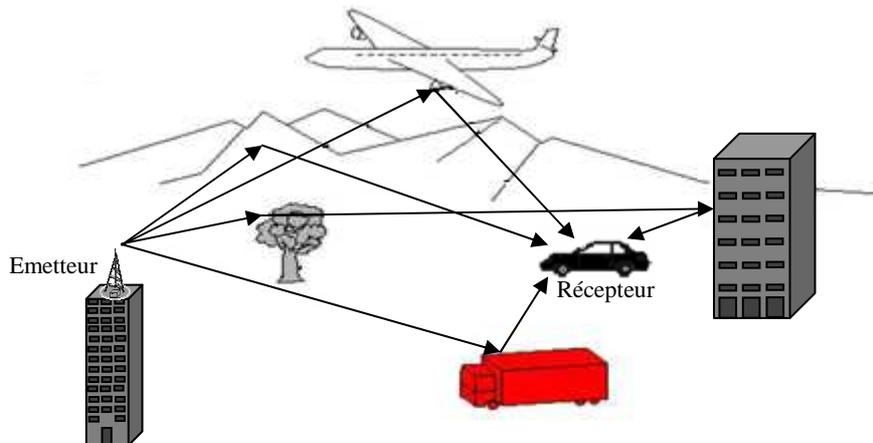
### 1.3. CARACTERISTIQUES DU CANAL

Le canal de transmission est caractérisé par plusieurs phénomènes physiques :

- La réflexion du signal sur un obstacle.
- La réfraction du signal lorsque celui-ci traverse un milieu d'indice différent de celui d'où il provient.
- La diffraction due à un obstacle.

Tous ces phénomènes physiques entraînent des échos (propagation par trajets multiples due à la présence d'obstacles) pouvant engendrer des évanouissements (fadings)[8]. Par conséquent, lorsqu'on est en réception fixe ou mobile, la probabilité de recevoir uniquement une

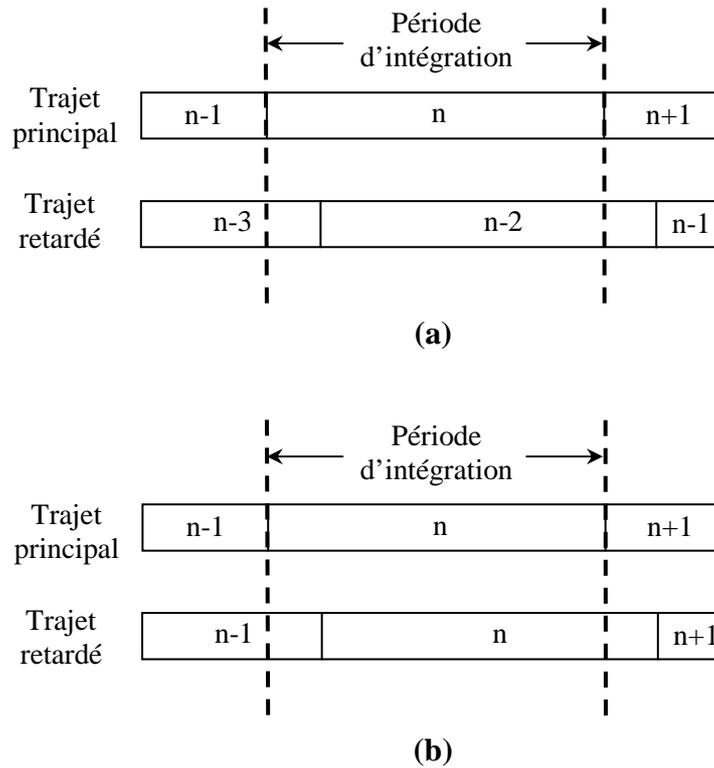
onde directe provenant d'un émetteur est très faible. On va donc recevoir le signal émis par l'émetteur ainsi qu'une multitude de signaux atténués et retardés provenant des différents échos (Figure 1.1).



**Fig.1.1.** Trajet multiple dans un canal radio.

Etant donné que le signal atteint sa destination en empruntant plusieurs trajets caractérisés par des délais différents, le symbole reçu sera vraisemblablement affecté par ces répliques retardées [8-10]. Afin d'illustrer ce phénomène, nous supposons que le signal reçu arrive via deux trajets différents, ce qui induit un retard relatif entre les répliques du signal. Dans l'exemple de la Figure 1.2, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans le  $n^{\text{ième}}$  symbole, tout en examinant les informations émanant du trajet direct ou du celui retardé par rapport à ce symbole.

Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole (Figure 1.2.a), le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symboles précédents. Un tel brouillage inter symbole (InterSymbol Interference : ISI) implique que le signal retardé ne peut avoir qu'un niveau très faible car ce dernier a subi trop d'atténuation. Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole (Figure 1.2.b), seule une partie du signal transmis sur ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

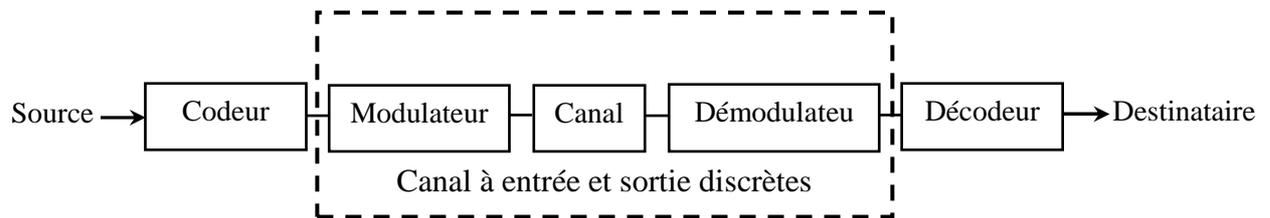


**Fig.1.2.** Interférence inter symbole.  
 a) Retard important b) Retard court

## 1.4. LES CANAUX DE TRANSMISSION

### 1.4.1. Canal binaire symétrique

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à 0 ou 1. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne comprise entre le codeur du canal et le décodeur correspondant (voir la figure 1.3) [11].

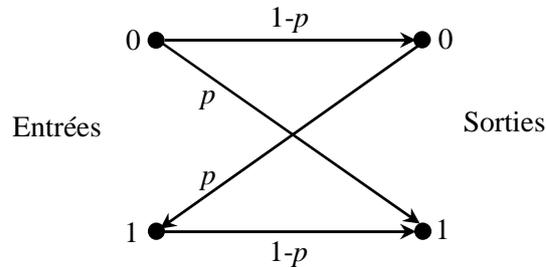


**Fig. 1.3.** Description d'un canal binaire symétrique.

On note respectivement par  $a_k$  et  $y_k$  les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et d'autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité  $p$ , alors [11]:

$$\begin{aligned} \text{prob}(y_k = 0|a_k = 1) &= \text{prob}(y_k = 1|a_k = 0) = p \\ \text{prob}(y_k = 0|a_k = 0) &= \text{prob}(y_k = 1|a_k = 1) = 1 - p \end{aligned} \quad (1.1)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme dans la figure 1.4. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, dans ce cas le canal est dit « sans mémoire ».

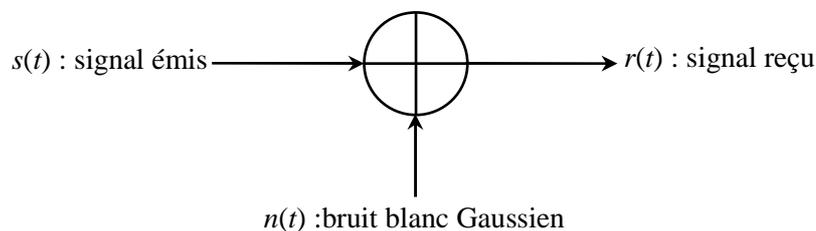


**Fig. 1.4.** Diagramme du canal binaire symétrique.

### 1.4.2. Canal à bruit blanc Gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif Gaussien. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur.

Le 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  $s(t)$ .



**Fig.1.5.** Modèle du canal AWGN.

Le signal reçu s'écrit alors:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1.2)$$

Où  $n(t)$  représente le bruit, caractérisé par un processus aléatoire Gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_n^2$  et de densité spectrale de puissance bilatérale notée  $\Phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$ .

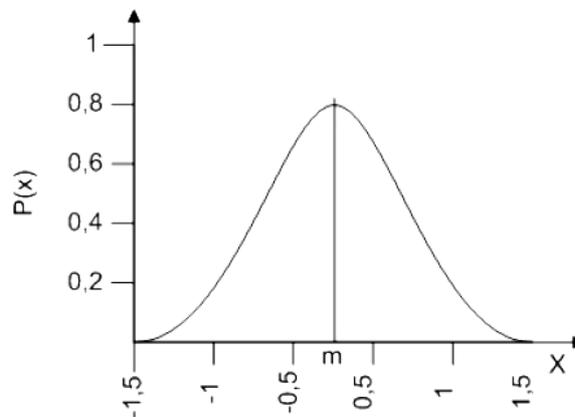
La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance sur toute la bande de fréquences. Du fait de sa largeur de bande théoriquement infinie, il est difficile d'exprimer le bruit blanc, c'est pourquoi l'on suppose que le bruit sommé au signal d'entrée du récepteur a été filtré par un filtre idéal, de largeur de bande très grande devant la bande utile.

Le bruit blanc gaussien est une fonction dont les composantes fréquentielles ont la même amplitude (au sens de la transformée de Fourier), tandis que l'amplitude de la fonction elle-même à chaque instant est distribuée selon une loi Normale (cloche de Gauss). Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité de probabilité suivante :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (1.3)$$

où  $\sigma^2$  représente la variance et  $m$  la valeur moyenne de la variable aléatoire  $x$ .

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



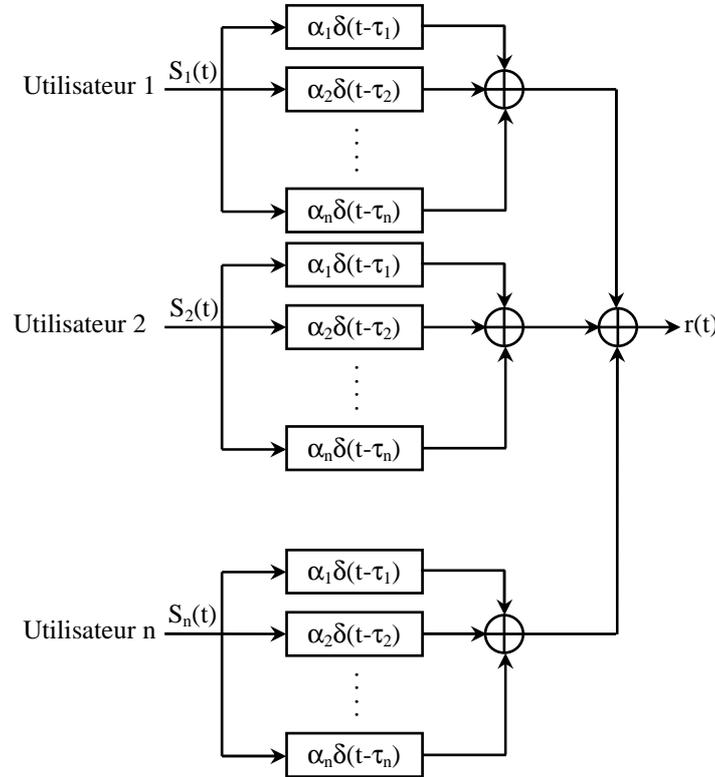
**Fig.1.6.** Représentation d'une distribution gaussienne à valeur moyenne nulle.

### 1.4.3. Canal multi-trajets

La modélisation du canal multi-trajets permet de prendre en compte l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation dans un milieu indoor (réflexions multiples) et d'observer l'influence des autres utilisateurs qui travaillent dans la même bande. L'équation (1.4) permet de modéliser un canal comprenant  $i$  utilisateurs et  $n$  multi-trajets [12].

$$r(t) = \sum_i \sum_n \alpha_n S_i(t - \tau_n) \quad (1.4)$$

où  $r(t)$  est le signal en sortie du canal,  $\alpha_n$  et  $\tau_n$  représentent respectivement l'atténuation et le retard du trajet  $n$  et  $S_i(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $i$ .



**Fig.1.7.** Représentation du principe du canal multi-trajets

Le modèle statistique [13] consiste à définir les deux paramètres comme des variables aléatoires ayant une répartition la plus proche de la réalité. Cette méthode donne lieu à des modèles de canaux permettant d'évaluer les performances de manière générale. Le modèle de canal le plus répandu est celui à évanouissement où l'on considère la somme des trajets au niveau du récepteur à un instant  $t$ , comme étant :

$$r(t) = R(\cos\omega_0 t + \theta_m(t) + \varphi) \quad (1.5)$$

où  $\theta_m(t)$  représente la modulation, et  $R$  et  $\varphi$  sont des variables aléatoires.  $R$  représente l'effet de la somme de tous les trajets sur l'onde reçue et  $\varphi$  représente la phase des différents chemins qui sont considérés uniformément distribués sur  $[0; 2\pi)$ . Dans un canal à évanouissement, la variable  $R$  peut suivre deux lois : soit une loi de Rayleigh dans le cas d'un affaiblissement de Rayleigh, soit une loi de Rice lorsqu'on considère le cas d'un affaiblissement de Rice [8,12].

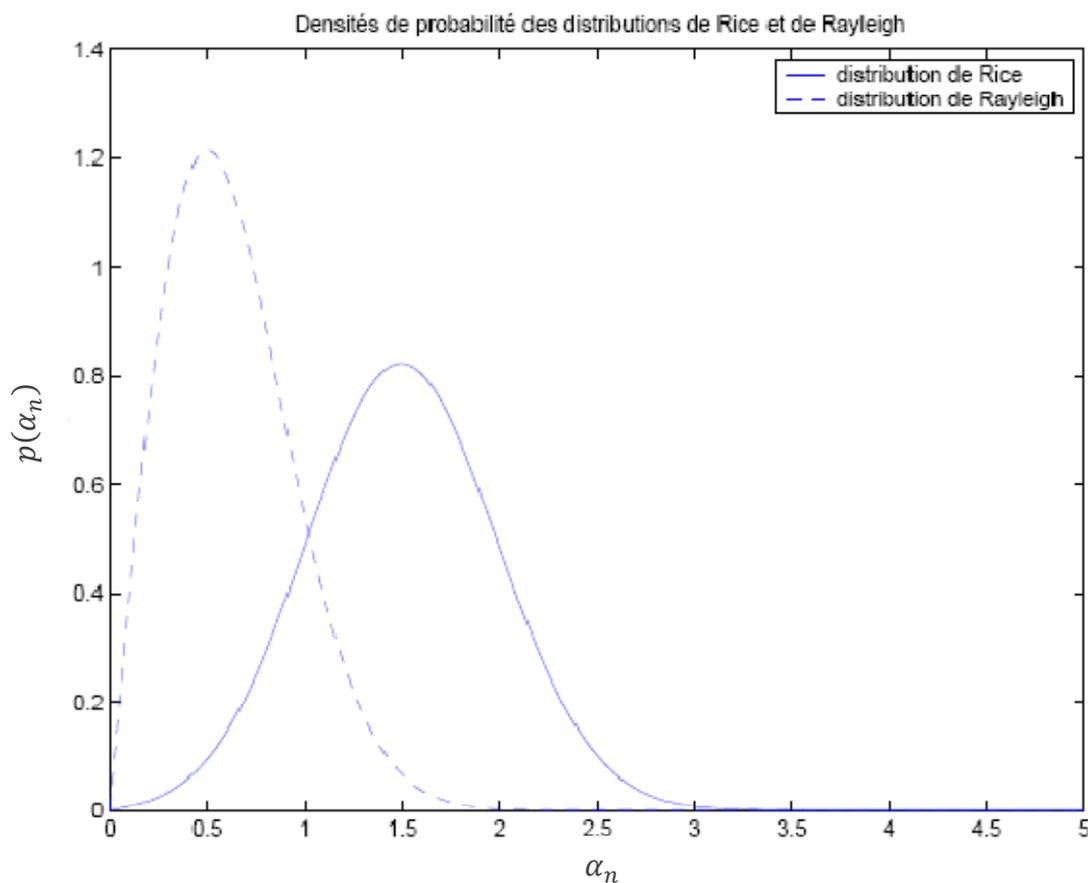
On considère un canal de Rayleigh lorsque tous les chemins sont indépendants et d'atténuations comparables. Dans ce cas le module de  $\alpha_n$  suit une loi de Rayleigh avec une variance  $\sigma_{\alpha n}^2$  dont la densité de probabilité est de la forme suivante :

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma_{\alpha_n}^2} e^{-\frac{\alpha_n^2}{2\sigma_{\alpha_n}^2}} \quad (1.6)$$

Le canal de Rice est utilisé lorsqu'un trajet est prédominant par rapport aux autres trajets, par exemple dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe [8].

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma_{\alpha_n}^2} e^{-\frac{\alpha_n^2 + \vartheta^2}{2\sigma_{\alpha_n}^2}} I_0\left(\frac{\alpha_n \vartheta}{\sigma_{\alpha_n}^2}\right) \quad (1.7)$$

où  $\vartheta$  est un paramètre de non-centralité dû au trajet direct et  $I_0(x)$  représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0. Ces deux distributions sont représentées sur la figure 1.8 pour  $\sigma_{\alpha_n}^2 = 0.5$  (et  $\vartheta = \sqrt{2}$  pour le modèle de Rice).



**Fig. 1.8.** Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh

Les modèles statistiques sont intéressants pour traiter des cas généraux, mais deviennent vite insuffisants pour étudier un cas réel. D'autres modèles, basés sur des mesures de canaux réels, sont utilisés pour la simulation de transmissions sur des canaux radio-mobiles, tel que le modèle Nakagami [14].

## 1.5. PLAN DE LECTURE

Dans cette thèse, nous adoptons le plan d'organisation suivant :

Dans le second chapitre, nous présentons, d'une façon générale, les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communications radiofréquence. Nous donnons leurs propriétés et caractéristiques, tout en mettant en évidence leurs avantages et leurs limites. Nous abordons en suite, la technique d'accès multiple par répartition de code (Code Division Multiple Access : CDMA). Nous nous intéressons plus particulièrement à la technique d'étalement de spectre utilisant une séquence directe ( Direct Sequence–Spread Spectrum : DS-SS). Enfin, nous donnons un état de l'art sur les principaux travaux publiés dans la littérature qui traitent du problème de l'acquisition des codes PN.

Le troisième chapitre de cette thèse sera consacré à l'étude du système d'acquisition adaptative proposé, qui utilise une stratégie de recherche hybride des séquences PN. L'étude sera faite dans un canal à évanouissement sélectif en fréquence obéissant à une loi Rayleigh. La caractéristique la plus importante du système proposé réside dans sa capacité d'estimer, de façon dynamique, le nombre des trajets multiples susceptibles de se trouver dans le canal de référence. Le système proposé implémente une procédure de censure automatique pour éviter l'effet de masque dû à la présence des trajets multiples. Nous présentons, le calcul des probabilités de détection et de fausse alarme ainsi que le temps moyen d'acquisition. Les performances du détecteur proposé seront comparées essentiellement à celles des systèmes AHAP (Adaptive Hybrid Acquisition Processor) et OSHAP (Order Statistic Hybrid Acquisition Processor).

Dans le quatrième chapitre, nous introduisons une autre méthode d'acquisition adaptative du code PN basée sur les statistiques d'ordre et utilisant une diversité d'antenne. La procédure de détection proposée utilise la plus grande valeur des résultats de corrélation comme cellule de test pour chaque élément d'antenne. Ensuite, le seuil adaptatif est obtenu en utilisant les variables de corrélation ordonnées résiduelles. Nous utilisons une approche non conventionnelle pour effectuer l'intégration non-cohérente des signaux reçus par les antennes et nous développons l'expression exacte de la probabilité de fausse alarme. Nous terminons ce chapitre en présentant les résultats obtenus par simulations ce qui nous permettra d'évaluer les performances de notre système pour un canal à évanouissement Rayleigh.

Enfin, nous terminerons par le cinquième chapitre qui comportera les principales conclusions relatives aux résultats obtenus, ainsi que des perspectives pour des travaux futurs.

# *CHAPITRE 2*

---

---

## *SYSTEMES DE COMMUNICATIONS A SPECTRE ETENDU PAR SEQUENCES DIRECTES*

---

---

### *Sommaire*

---

---

- 2.1. INTRODUCTION**
  - 2.2. ACCES MULTIPLE DANS LES SYSTEMES RADIOFREQUENCES**
  - 2.3. TRANSMISSION DUPLEX**
  - 2.4. ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE**
  - 2.5. APPLICATION DE LA TECHNIQUE DS-CDMA**
  - 2.6. SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA**
  - 2.7. LES CODES D'ETALEMENT**
  - 2.8. ETAT DE L'ART**
  - 2.9. CONCLUSION**
- 
-

## 2.1. INTRODUCTION

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

Dans ce chapitre, nous présentons, d'une façon générale, les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communications radiofréquence en donnant leurs propriétés et caractéristiques, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous abordons en particulier la technique d'accès multiple par répartition de code (Code Division Multiple Access : CDMA). Nous présentons en détail, la technique d'étalement de spectre, et plus spécialement celle utilisant une séquence directe (DS-SS, Direct Sequence–Spread Spectrum). Enfin, nous donnerons un état de l'art sur quelques travaux publiés dans la littérature traitant le problème de l'acquisition du code PN.

## 2.2. ACCES MULTIPLE DANS LES SYSTEMES RADIOFREQUENCES

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).

### 2.2.1. Accès multiple par répartition dans le temps

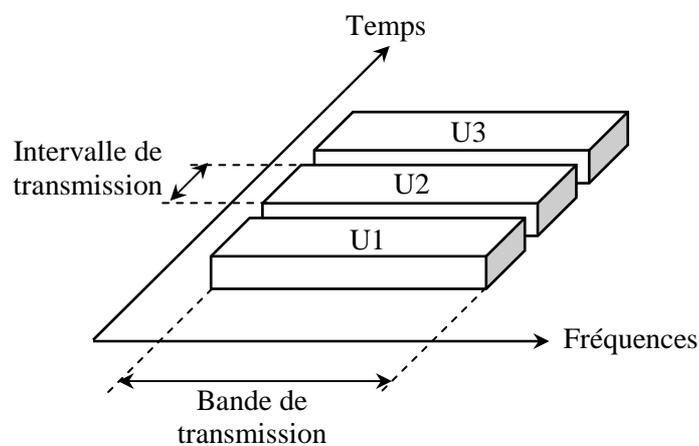
Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le GSM (Global System for Mobiles communications), utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (Time

Division Multiple Access : TDMA). Cette technologie est aussi introduite dans le système de communication cellulaire japonais (Japanese Personal Digital Cellular : JPDC) [2].

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 (Figure 2.1).

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 radiofréquence 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 [3]. Afin de ne pas engendrer d'Interférence d'Accès Multiple IAM (Multiple Access Interferences : 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.



**Fig.2.1.** Technique d'accès multiple TDMA.

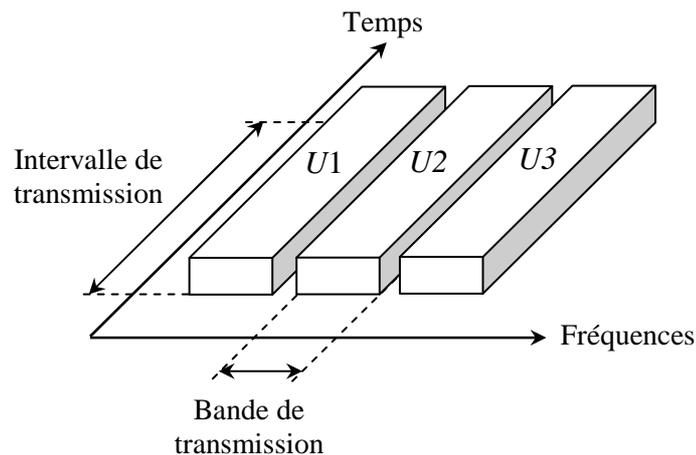
### 2.2.2. Accès multiple par répartition de fréquence

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 2.2. 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.



**Fig.2.2.** Technique d'accès multiple FDMA.

### 2.2.3. Accès multiple par répartition de codes

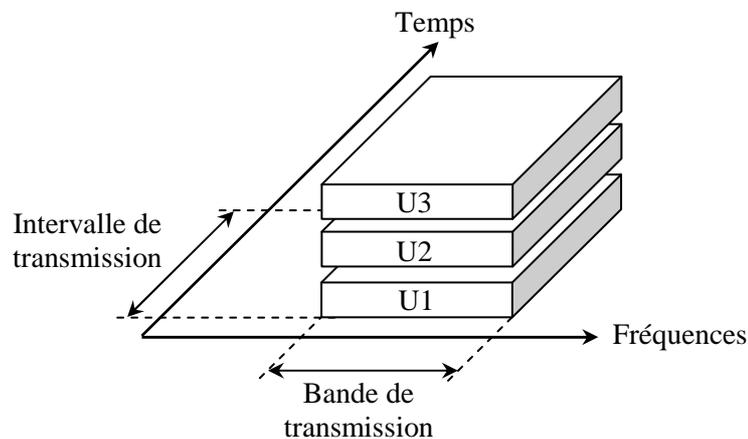
La CDMA est une technique d'étalement de spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et pour le niveau de sécurité qu'elle offre [1,15]. L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre (spread spectrum : SS). C'est en 1978, que la technique à étalement du spectre fut proposée pour la première fois pour les communications mobiles cellulaires à haute capacité [1,2].

Le premier système de transmissions mobile cellulaire qui utilisait la CDMA pour la transmission multiplex était IS-95. Son exécution commerciale a commencé à la fin de 1995[1]. 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 2.3 schématise la répartition des utilisateurs sur la bande de fréquence et dans le temps en fonction de la distribution des séquences de codes.

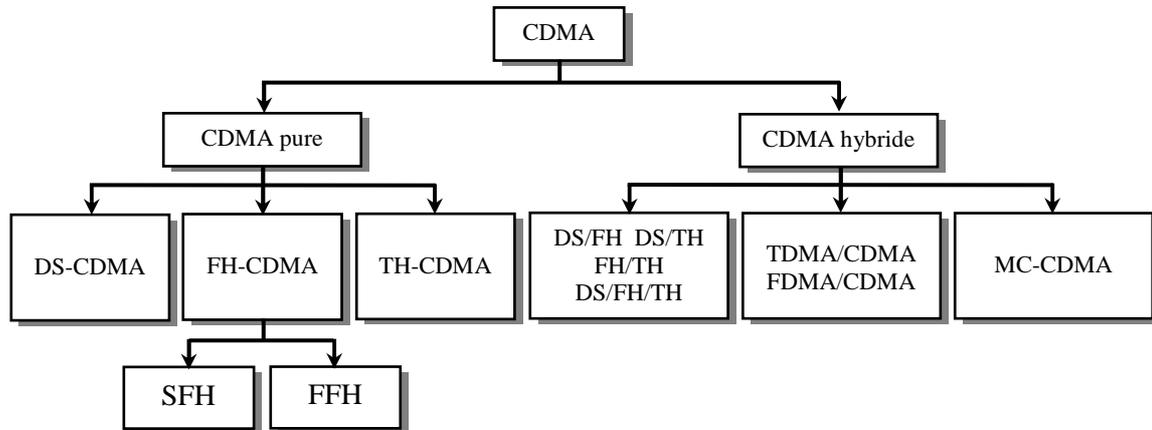


**Fig.2.3.** Technique d'accès multiple CDMA.

La technique CDMA permet aux différents utilisateurs de transmettre leurs données sur n'importe quelle fréquence et sans nécessiter de synchronisation entre eux [2]. 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 [1]. 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-CDMA). La seconde, appelée CDMA hybride, associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage (figure 2.4).



**Fig.2.4.** Différentes techniques CDMA.

**a) CDMA à séquence directe**

Dans la CDMA à séquence directe (Direct Sequence-Code Division Multiple Access : DS-CDMA), le codage des données s'effectue de manière directe, où l'information d'usage est étalée en joignant un code d'étalement. Cette technique est utilisée par exemple pour IS-95 et pour le système par satellite Globalstar 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 [1].

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 [1]:

- 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 [1]. Cette technique est encore moins répandue que les deux précédentes (DS-CDMA ou FH-CDMA), parce qu'elle souffre des difficultés de sa mise en œuvre et du coût matériel associé à son émetteur.

### *d) CDMA hybride*

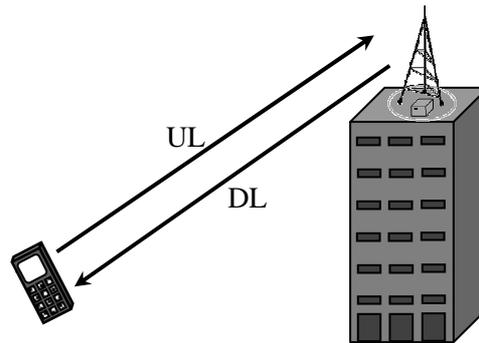
Il y a de nombreux types de régimes CDMA hybrides, qui peuvent être formés par diverses combinaisons de DS, FH et TH, ainsi que de la technique multi-porteuse (MC : Multi-Carrier), comme le montre la figure 2.4. [1]. En plus on peut associer au CDMA, l'une des méthodes d'accès multiple, à savoir la TDMA 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.

## **2.3. 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 (figure 2.5). Il y a par conséquent la liaison montante (uplink : UL), de la station mobile vers la station de base, et la liaison descendante (downlink : 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) [1].

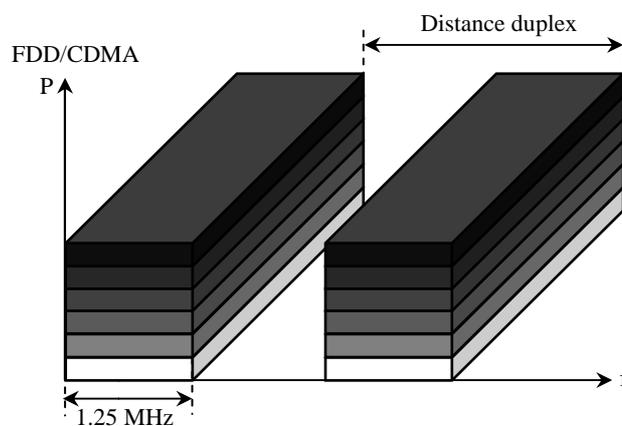


**Fig.2.5.** Transmission duplex.

### 2.3.1. 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 [3] (Figure 2.6).



**Fig.2.6.** Multiplex FDD/CDMA.

### 2.3.2. 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 timeslots (TS) et trames. Une trame contient un nombre spécifique  $n$  de timeslots (TS). Un certain nombre de ces timeslots 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<sup>ème</sup> génération.

## 2.4. ÉTALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE

### 2.4.1. Principe de l'étalement du spectre

Le développement des techniques de l'étalement de spectre a tout d'abord concerné des applications militaires. Aujourd'hui, les mêmes techniques sont appliquées dans une large gamme de systèmes de communication civils et pour des utilisations commerciales. Par exemple, dans la plupart des systèmes de communication radio-mobile de troisième génération, l'étalement direct du spectre est utilisé pour étaler les symboles binaires dans les deux cas : voie montante et voie descendante [1]. Une partie des communications terrestres et quelques systèmes de communications par satellites utilisent aussi la technique de l'étalement de spectre par séquence.

L'idée est de transformer un signal en bande relativement étroite en un signal qui a l'apparence d'un bruit sur une bande large [12,15,16]. Si une interférence (une perturbation en bande étroite) est ajoutée sur le canal entre l'émetteur et le récepteur, elle sera au niveau du récepteur multipliée par le code, donc étalée, sa densité spectrale sera diminuée, et passera inaperçu (Figure 2.7).

**Fig.2.7.** Principe de l'étalement de spectre.

Pour comprendre l'efficacité de la technique de l'étalement du spectre, nous rappelons la relation de Shannon pour la détermination de la capacité d'un canal

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

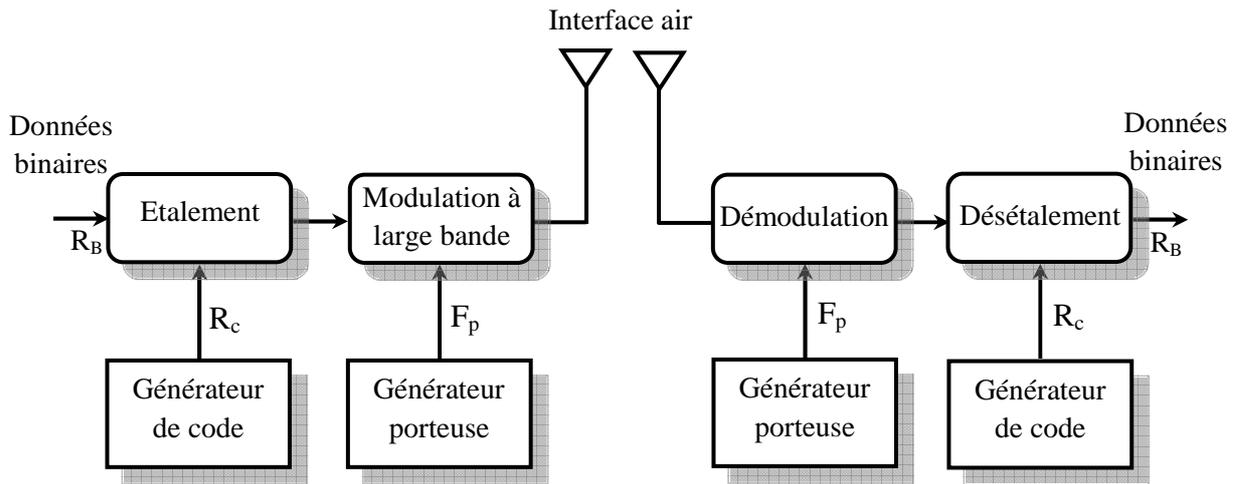
où  $C$  est la capacité du canal en bits par seconde,  $B$  la largeur de bande du signal transmis en hertz,  $S$  la puissance du signal en Watt,  $N$  la puissance du bruit en Watt et  $\log_2$  la fonction logarithme en base 2. En développant en série cette fonction dans l'équation précédente, on peut facilement arriver à l'expression suivante :

$$C \approx \frac{B}{\ln(2)} \left( \frac{S}{N} \right) \Rightarrow \left( \frac{S}{N} \right) \approx \frac{\ln(2) \cdot C}{B} \quad (2.2)$$

On voit sur l'expression précédente qu'il existe un rapport inverse entre la largeur de bande  $B$  (la bande occupée par le signal de transmission) et le rapport  $S/N$  (signal sur bruit) que l'on mesure à la réception. Plus précisément, on observe qu'un rapport signal sur bruit moins important est nécessaire pour conserver la même capacité de canal  $C$  si  $B$  augmente. C'est ainsi que l'on démontre les vertus de l'étalement de spectre : la largeur spectrale est accrue afin d'obtenir de bonnes performances à la réception, le rapport signal sur bruit étant réduit au minimum.

#### 2.4.2. Principe de l'étalement du spectre par séquence directe

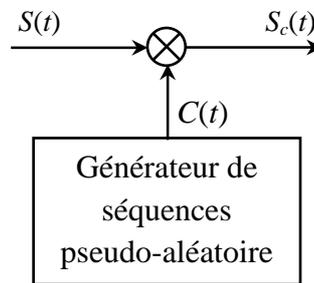
Le schéma de principe d'un système de communication à spectre étendu par séquence directe est représenté par la figure 2.8. Dans l'émetteur l'information binaire de l'usagé est jointe avec le code d'étalement produit par un générateur de code. Le code d'étalement se compose d'un code d'ordre élevé de débit binaire. La plus petite unité d'information dans le code d'étalement est mentionnée comme un chip (puce) pour le distinguer de la plus petite unité d'information d'abonné, le bit. La cadence du code de propagation est connue comme cadence de chip. Plus la cadence de l'information est haute (c-à-d., la cadence de "chip"), plus la largeur de bande du signal résultant est large. Le signal à large bande est ensuite transmis par le canal radio.



**Fig.2.8.** Système de communication à spectre étendu par séquence directe.

### 2.4.2.1. Partie émission

Dans l'émetteur, l'opération de modulation est effectuée en bande de base, elle est réalisée dans le domaine temporel soit par une porte OU exclusif, lorsque les signaux symboles et séquences sont des valeurs binaires 0 ou 1, soit par multiplication lorsque les valeurs sont exprimées par des nombres réels (figure 2.9).



**Fig.2.9.** Modulation par séquence pseudo-aléatoire.

L'expression de la composante symbole étalée devient

$$S_c(t) = C(t)S(t) = C(t) \sum_{n=0} S_n \text{rect}_{T_S}(t - nT_S) \quad (2.3)$$

En considérant que la séquence est de période  $T_c$  elle s'exprime :

$$C(t) = \sum_{m=0} C_m \text{rect}_{T_C}(t - mT_C) \quad (2.4)$$

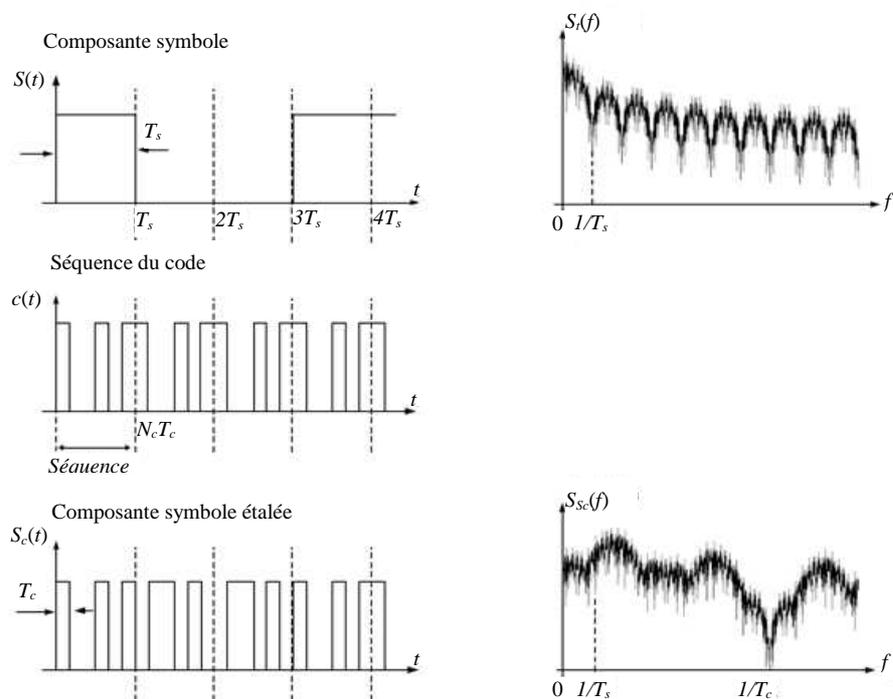
Avec  $C_m$  la suite des valeurs discrètes de la séquence. Les séquences sont la plupart du temps de longueur fixe et égale à  $N_C$ . La période chip est donc donnée par :

$$T_C = \frac{T_S}{N_C} \quad (2.5)$$

La composante symbole étalée devient directement dépendante de la période chip et s'exprime finalement

$$S_C(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} S_n \sum_{m=1}^{N_C} C_m \text{rect}_{T_C}(t - mT_C) \quad (2.6)$$

Comme l'occupation spectrale du signal modulé est inversement proportionnelle à la période de la composante symbole,  $N_C$  est donc appelé le facteur d'étalement. La figure 2.10 donne les formes temporelles et spectres de  $S(t)$ ,  $C(t)$  et  $S_C(t)$  et illustre la notion d'étalement de spectre en séquence directe pour un facteur d'étalement  $N_C=6$ .



**Fig.2.10.** Principe d'étalement du spectre en séquence directe ( $N_C=6$ ).

#### 2.4.2.2. Partie réception

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

### 2.4.2.3. Le facteur de propagation

Le paramètre clé dans tout système d'accès radio à étalement de spectre est le gain de traitement (Processing Gain :  $PG$ ) indique le nombre de chips qui modulent chaque fois un symbole. Le  $PG$  énonce donc le rapport entre la cadence de chip (Chip rate :  $R_c$ ) mesuré en chip/s, et le débit d'usage  $R_b$  (bit/s).  $PG$  donne également le rapport entre la largeur de bande  $B$  occupée par un bit d'information après et avant étalement. Si l'on note  $B_{inf}$  la largeur de bande occupée par un bit d'information avant étalement et  $B_{spr}$  la largeur de bande du signal étalé, le gain de traitement sera donné par [12]:

$$PG = \frac{R_c}{R_b} = \frac{B_{spr}}{B_{inf}} \quad (2.7)$$

La valeur de ce paramètre représente la capacité des systèmes d'accès radio à étalement de spectre à rejeter l'interférence. C'est-à-dire que plus  $PG$  est grand plus le système résiste au bruit.

### 2.4.3. Avantages et inconvénients de l'étalement de spectre

Le système à spectre étendu présente de multiples avantages [1]:

- **Un gain de traitement plus élevé :** l'élargissement de la bande occupée par le signal étalé permet d'augmenter le gain de traitement et par conséquent de rendre le signal moins sensible aux interférences et au bruit. Il permet aussi d'accroître le nombre d'utilisateurs présents dans une cellule.
- **Une possibilité de transmettre des services à haut débit :** en fait, les anciens systèmes utilisent un grand nombre de techniques de traitement du signal afin de restituer un service de voix de grande qualité. L'étalement de spectre offre aux utilisateurs, des services multimédias tels que les données et la vidéo en temps réel, des services qui requièrent des débits plus importants et, par conséquent, une largeur de bande plus élevée.
- **Confidentialité (faible probabilité d'interception) :** Pour les applications militaires comme civiles, la confidentialité est un atout important pour un système de communication. Dans le cas du CDMA, le signal émis ressemble beaucoup à du bruit parce que l'on utilise des codes longs pseudo-aléatoires. Le signal est étalé uniformément sur un large spectre : on ne détecte aucun pic en amplitude pour une fréquence donnée. Ceci permet de masquer la présence ou non d'une communication. Quand bien même on détecterait l'existence d'une communication, il est très difficile de l'intercepter si on n'a pas accès aux codes utilisés.

La principale contrainte est que, le débit *chip* étant plus élevé, un système CDMA large bande requiert un support matériel et logiciel plus élaboré que les autres systèmes. En outre, par rapport aux systèmes basés sur la FDMA ou la TDMA, un système CDMA présente des inconvénients [1]:

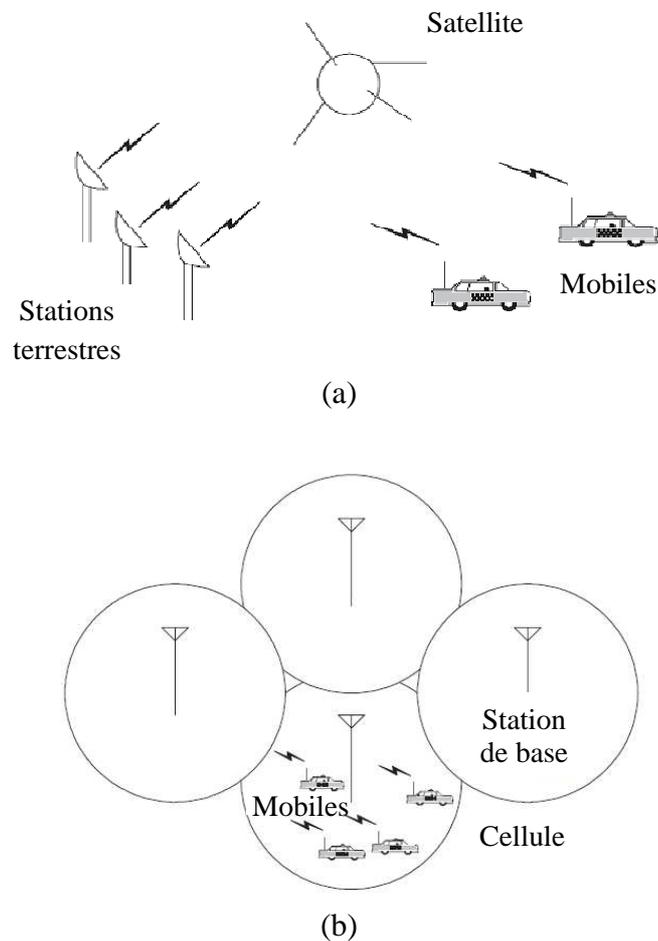
- **Une interférence mutuelle entre les utilisateurs :** Si dans la voie descendante, en absence de trajets multiples, on peut garantir l'orthogonalité des signaux étalés (les signaux codés sont alignés dans le temps), dans la voie montante, toujours en absence de trajets multiples, les signaux étalés ne sont plus orthogonaux parce que les utilisateurs transmettent de façon non synchronisée et les mobiles créent des interférences entre eux. Ces interférences désignées sous le nom d'interférences d'accès multiple (Multiple Acces Interference, MAI) sont beaucoup plus importantes que dans les systèmes TDMA ou FDMA où l'orthogonalité temporelle et/ou fréquentielle s'avère plus efficace.
- **Une synchronisation temporelle précise :** Pour effectuer la corrélation entre le code généré localement à la réception et celui qui se trouve dans le signal reçu, une synchronisation temporelle très précise, de l'ordre d'une fraction de *chip*, est requise. Une mauvaise synchronisation temporelle peut être à l'origine d'un bruit de corrélation généré à la réception, ce qui constituerait une source additionnelle d'interférence. De ce fait, la synchronisation dans un système CDMA constitue l'une des tâches de traitement numérique qui demandent le plus de ressources tant logicielles que matérielles ;
- **Un contrôle de puissance rapide :** Plus un utilisateur est proche de la station de base, plus la puissance reçue par celle-ci est grande. Ainsi, les utilisateurs situés plus loin auront beau émettre à la même puissance que les utilisateurs proches de la station, celle-ci risque de ne pas les détecter parce que ces derniers auront ébloui la première ou encore créé une interférence importante. Ce phénomène connu sous le nom d'effet proche-lointain peut être évité si l'on met en place un mécanisme de contrôle de puissance permettant à tous les utilisateurs d'avoir la même puissance à la réception, c'est-à-dire au niveau de la station de base. Le contrôle de puissance doit être suffisamment rapide pour éviter que l'effet proche-lointain ne se produise. Or, dans la pratique, on est confronté à des erreurs dans l'estimation de la puissance, à des erreurs dans l'estimation du signal de commande qui ordonne d'augmenter ou diminuer la puissance, ou encore à des retards de propagation qui font que le contrôle de puissance est difficile à ajuster.

## 2.5. APPLICATION DE LA TECHNIQUE DS-CDMA

Evidemment, en raison de ses caractéristiques uniques, la CDMA est considérée comme l'une des techniques d'accès multiples les plus importantes pour les deuxième et troisième

généralisations des systèmes de communication sans fil. Cela est illustré par ses nombreuses applications dans de nombreuses normes cellulaires importantes [1,2], telles que IS-95, cdma2000, UMTS UTRA, WCDMA, et TD-SCDMA.

Pour illustrer, à travers un exemple, la configuration typique d'un système DS-CDMA, nous considérons un système centralisé basé sur la CDMA, comme le montre la figure 2.11, où deux systèmes DS-CDMA sont illustrés, l'une étant un système satellite et l'autre de la téléphonie mobile cellulaire. Il est à noter que le satellite dans un système à DS-CDMA fonctionne comme une station de base dans un système cellulaire terrestre. Il se comporte comme une station de relais pour transmettre le signal de la communication vers et à partir des différents mobiles pour les réseaux extérieurs.



**Fig.2.11.** Exemple de systèmes de communication utilisant la technologie DS-CDMA.  
(a) par système satellitaire (b) système mobile cellulaire

En plus des satellites et des systèmes mobiles cellulaires, les technologies DS-CDMA ont également été largement appliquées à de nombreuses applications sans fil [1], comme les réseaux régionaux sans fil (WRAN) (IEEE 802.22 standard), les réseaux métropolitains sans fil (WMAN) (norme IEEE 802.16), réseaux locaux sans fil (WLAN) (normes IEEE 802.11a/b/g), et les réseaux personnels sans fil (WPAN) (IEEE 802.15 standard).

## 2.6. SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA

Afin de désétaler le signal en spectre étalé, il est nécessaire de générer une réplique du code reçu (code local) dans le récepteur. Cette opération est appelée synchronisation de code. Habituellement la synchronisation du code est résolue avec une approche en deux phases [15,17]:

- La phase d'acquisition initiale qui synchronise le code transmis et le code généré localement avec un certain degré de précision.
- La phase de poursuite qui affine et maintient la synchronisation fine entre code local et code reçu.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les techniques d'acquisition et de poursuite pour les systèmes à étalement du spectre.

### 2.6.1. La phase d'acquisition initiale

Comme il a été mentionné précédemment, l'objectif de l'acquisition est d'obtenir grossièrement une première synchronisation entre le code reçu et le code généré localement dans le récepteur.

Dans le récepteur, le générateur local génère un code d'étalement avec un délai choisi selon une hypothèse de phase donnée. Si cet offset correspond au code reçu, le signal large bande se désétale correctement pour donner le signal d'information de bande étroite. Un filtrage passe bande est ensuite utilisé dans le but de récupérer le signal désétalé.

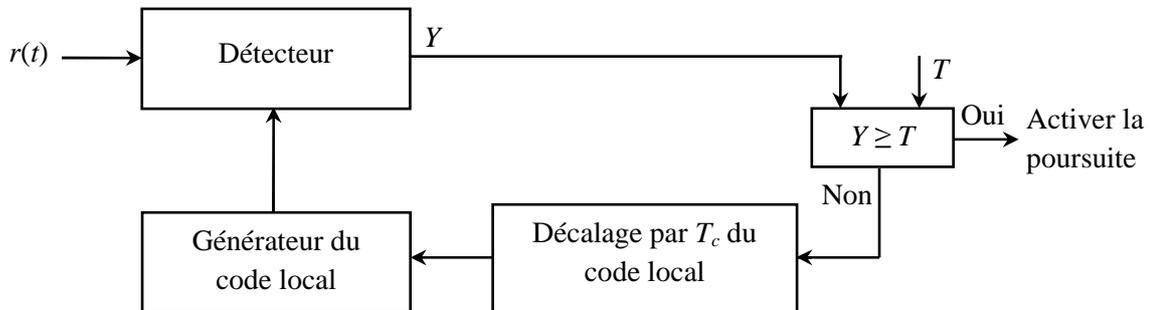
Lorsque les phases du code local et du code reçu sont alignées grossièrement on observe de la puissance en sortie du filtre passe-bande. Dans ce cas, le récepteur franchit la première phase de synchronisation, il active alors la boucle de poursuite pour affiner encore la synchronisation. Dans l'autre cas, si l'hypothèse de phase est mauvaise, et que le délai du code reçu ne correspond pas, le signal obtenu après désétalement reste toujours large bande et il n'y a pas de puissance significative en sortie du filtre passe-bande. Le circuit de décision décide alors que l'hypothèse de phase n'est pas valide et que d'autres phases doivent être essayées.

#### 2.6.1.1. Stratégies de recherche

Les méthodes d'acquisition peuvent être classées, selon la stratégie de recherche adoptée, en tant que système d'acquisition série, parallèle et hybride.

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

Dans le système d'acquisition en série représenté par la figure 2.12, les phases sont examinées une après l'autre [15-19]. Cette technique de recherche peut atteindre la simplicité matérielle du récepteur avec une vitesse faible d'acquisition du code (le temps d'acquisition est élevé).

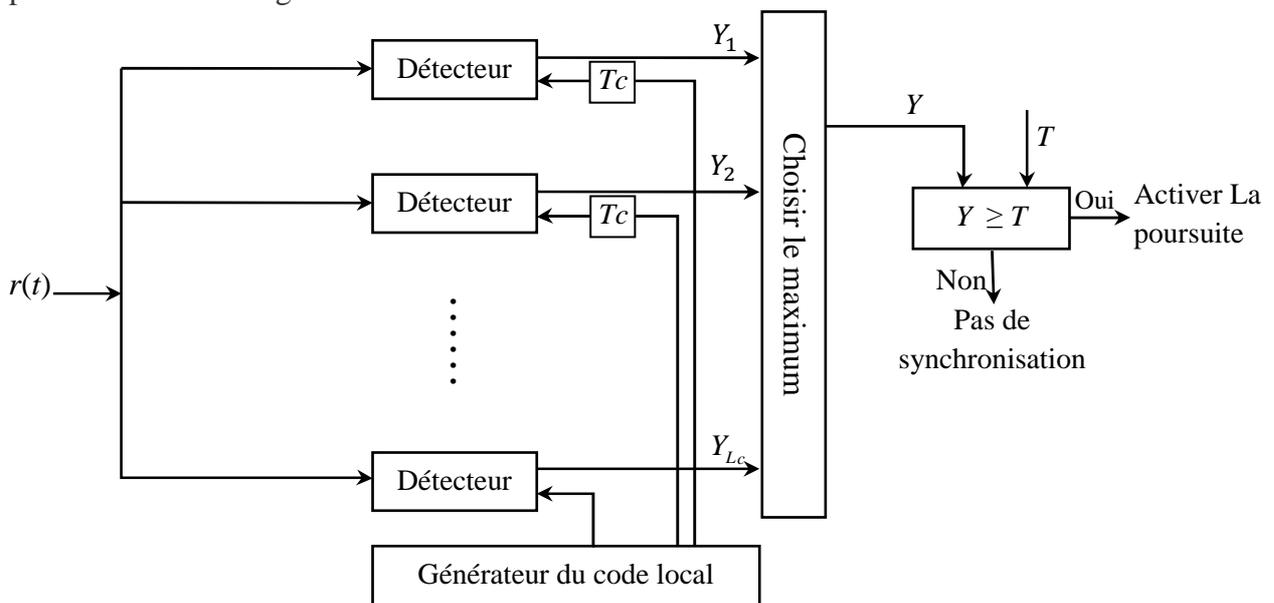


**Fig. 2.12.** Principe de l'acquisition sérielle.

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

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

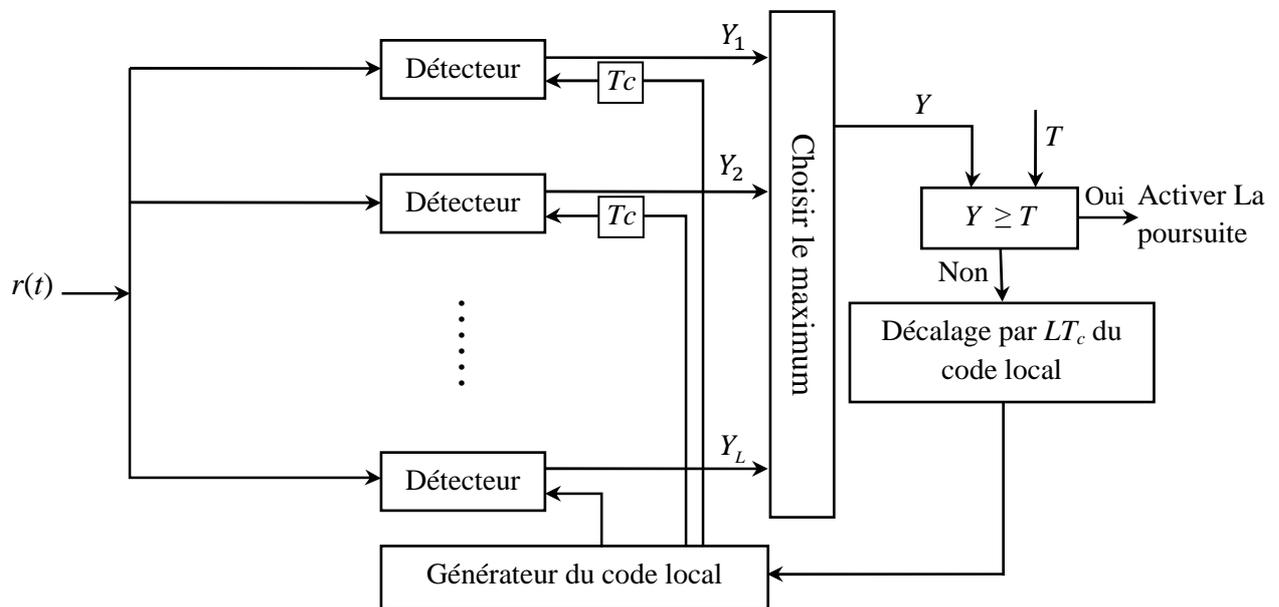
Dans un système d'acquisition totalement parallèle [20], toutes les phases possibles du code sont testées simultanément comme le montre la figure 2.13. Par conséquent, ce système peut réduire considérablement le temps d'acquisition de code. La complexité du matériel, cependant, augmente de façon importante, puisque le nombre  $L_c$  de détecteurs mis en parallèles est égal à celui de toutes les phases possibles du code PN, qui peut être un très grand nombre pour un code PN long.



**Fig. 2.13.** Principe d'acquisition parallèle.

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

Puisque le système d'acquisition parallèle nécessite un matériel complexe, une combinaison des deux techniques série et parallèle, connue sous le nom de recherche hybride, a été proposée pour une utilisation pratique [21,22]. Pour un nombre total  $L_c$  de phases, un bloc de  $L$  ( $L < L_c$ ) détecteurs en parallèle est nécessaire. On teste donc,  $L$  phases simultanément, en cas d'absence de synchronisation, les  $L$  phases qui suivent seront testés jusqu'à l'obtention de la synchronisation (Figure 2.14). Ce système a une structure matérielle beaucoup plus simple que celle de la recherche parallèle et peut atteindre un temps moyen d'acquisition inférieure à celui de l'acquisition série. Donc, ce type de recherche présente un compromis entre la vitesse d'acquisition et la complexité du système.



**Fig. 2.14.** Principe d'acquisition hybride.

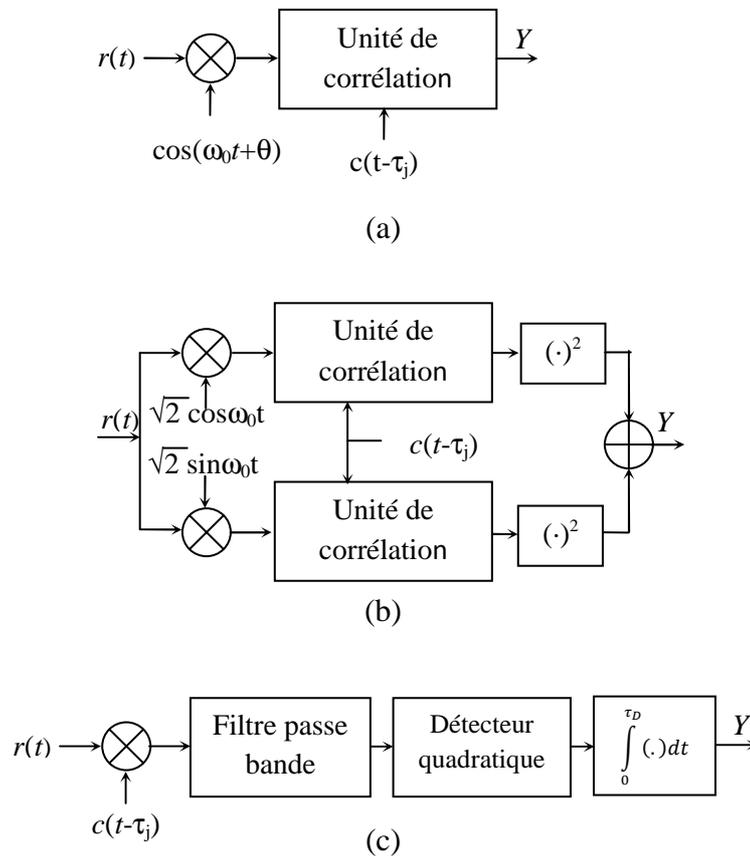
### 2.6.1.2. Structure du détecteur

Le détecteur joue un rôle fondamental dans le processus d'acquisition. Il permet de détecter, avec un degré de précision élevé, la présence des cellules  $H_1$  (phases de synchronisation) ou  $H_0$  (absence de synchronisation). Afin de déterminer si une cellule correspond à la position de synchronisation ou non, le signal reçu  $r(t)$  contenant le code d'étalement est corrélée avec une version générée localement du même code avec un retard commandé. La corrélation est calculée sur une période bien déterminée de temps  $\tau_d$  appelé le temps d'intégration ou le temps d'observation.

$$\int_0^{\tau_d} r(t)c(t-\tau)dt. \quad (2.8)$$

En principe, deux approches de base sont possibles [23] : la détection cohérente et la détection non-cohérente. Ces deux types de détecteurs sont représentés par les figures 2.15.a et 2.15.b.

Notons que dans la plupart des travaux présentés dans la littérature traitant du problème d'acquisition du code utilisent une détection non-cohérente. Un autre type de structure est le détecteur de la loi carrée (square-law detector) (voir figure 2.15.c).



**Fig. 2.15.** Structure du détecteur

(a) Détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur quadratique.

Dans les trois types de détecteur, la variable de décision  $Y$  (sortie du détecteur) est comparée à un seuil  $T$ . si  $Y$  représente une position de synchronisation et dépasse la valeur du seuil  $T$ , le détecteur déclare que les codes sont éventuellement en phase (hypothèse  $H_1$ ) et la cellule  $H_1$  sera détectée avec une probabilité de détection  $P_d$  [23]:

$$P_d = \text{prob}\{Y \geq T \mid H_1\} \quad (2.9)$$

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

$$P_m = \text{prob}\{Y < T \mid H_1\} \quad (2.10)$$

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  $P_{fa}$  [23].

$$P_{fa} = \text{prob} \{ Y \geq T \mid H_0 \} \quad (2.11)$$

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

$$P_{nfa} = \text{prob} \{ Y < T \mid H_0 \} \quad (2.12)$$

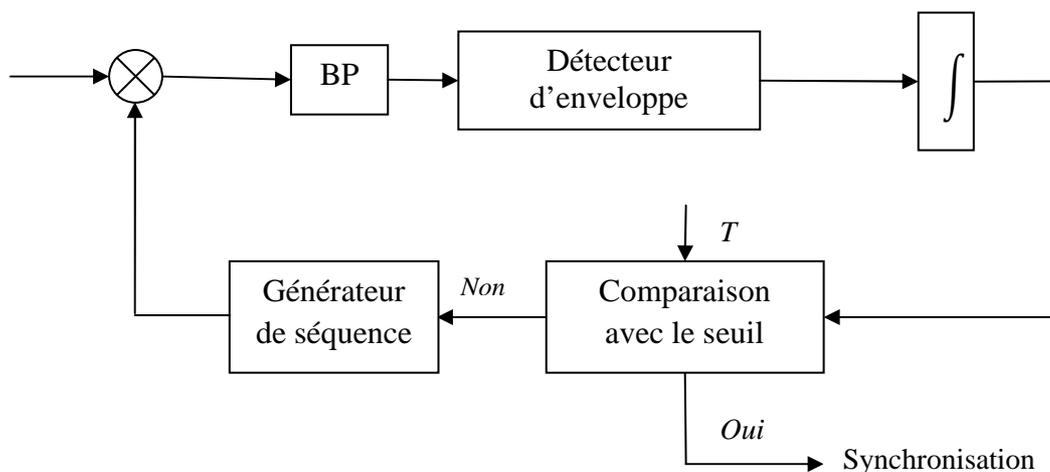
En général, une fausse alarme génère une augmentation dans le temps d'acquisition. En effet, l'opération de la poursuite du code sera activée mais le système va vite s'apercevoir qu'il s'agit d'une fausse acquisition pour reprendre la recherche après un certain temps appelé « temps de pénalité ».

#### a) Seuil de détection

La décision de la présence ou de l'absence d'une cellule synchro (cellule  $H_1$ ) est déterminée par la comparaison de la sortie du détecteur à un seuil  $T$ . Ce dernier peut être soit fixe, soit adaptatif [23,24].

- *Seuil de détection fixe*

La figure ci-dessous représente un système d'acquisition à recherche série utilisant un seuil de détection fixe.  $T$  est obtenu à partir de la valeur de la fausse alarme désirée  $P_{fa}$ , de manière à obtenir une probabilité de détection assez élevée.



**Fig.2.16.** Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil fixe.

La probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection peuvent être déterminées à partir de la fonction densité de probabilité de l'enveloppe du signal plus le bruit, qui est donnée par :

- En absence du signal :

$$p(\text{bruit}) = r \exp(-r^2/2) \tag{2.13}$$

- En présence du signal :

$$p(\text{signal} + \text{bruit}) = r \exp \left[ -\frac{r^2 + \frac{E}{N_0}}{2} \right] \times I_0 \left( \sqrt{\frac{2E}{N_0}} r \right) \tag{2.14}$$

$r$  représente l'énergie du signal reçu,  $E$  l'énergie de la porteuse,  $N_0/2$  la densité spectrale de puissance bilatérale du bruit et  $I_0(x)$  représente la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0. Les probabilités de détection et de fausse alarme sont données par [23] :

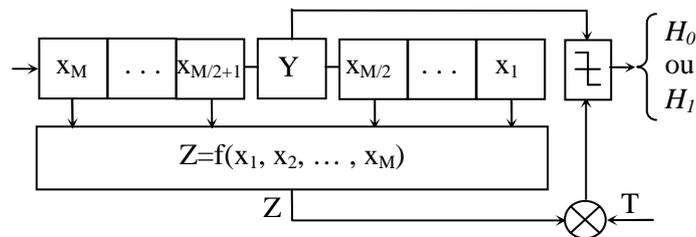
$$p_D = \int_T^\infty p(\text{signal} + \text{bruit}) dr = Q \left( \sqrt{\frac{2E}{N_0}}, T \right) \tag{2.15}$$

$$p_{fa} = \int_T^\infty p(\text{bruit}) dr = Q(0, T) \tag{2.16}$$

Où  $Q(a,b)$  est la fonction de Marcum.

- *Seuil de détection adaptatif*

L'acquisition des séquences pseudo aléatoires  $PN$  avec un seuil fixe ne donne pas des performances satisfaisantes car le seuil fixe peut causer beaucoup de fausses alarmes ou réduire la probabilité de détection. Pour cela une technique d'acquisition à seuil adaptatif a été utilisée dont le principe est représenté par la figure suivante [22-24].



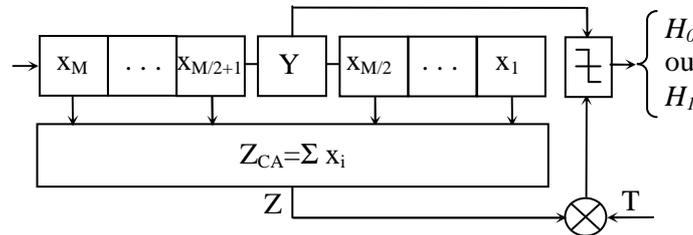
**Fig. 2.17.** Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif.

Les échantillons  $x_i$  à la sortie du détecteur (résultats de corrélation) sont envoyés en série vers un registre à décalage de taille  $M + 1$ , comme le montre la figure 2.17. Le test statistique  $Z$  est obtenu à partir de l'estimation de la puissance moyenne du signal en utilisant les cellules de référence (cellules entourant la cellule à tester). La valeur fournie par le test statistique est ensuite multipliée par un facteur de seuil  $T$  et la détection est déclarée lorsque le signal contenu dans la cellule à tester dépasse le seuil résultant  $TZ$ .  $T$  représente un facteur constant utilisé pour obtenir la probabilité de fausse alarme désirée pour une fenêtre de taille  $M$  cellules [25-28].

Il est à noter que cette technique adaptative était initialement utilisée dans les systèmes RADAR, où ce processus est appelé détecteur à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Rate detector, CFAR) [25-28]. Les algorithmes CFAR diffèrent selon la manière avec laquelle le test statistique est obtenu, on cite à titre d'exemple :

- ✓ Le processeur d'acquisition à seuil moyen (Cell Averaging-Constant False Alarm Rate : CA-CFAR). Dans ce cas l'estimation de la puissance est obtenue par la somme des  $M$  cellules de référence (Figure 2.18).

$$Z = \sum_{i=1}^M x_i \quad (2.17)$$



**Fig. 2.18.** Schéma de principe du détecteur CA-CFAR.

Lorsqu'on suppose le récepteur non-cohérent, la fonction densité de probabilité (probability density function, pdf) d'un échantillon  $H_1$ ,  $P(y/H_1)$ , à la sortie du corrélateur, peut être donnée par [25].

$$p(y/H_1) = \frac{1}{1+\mu} e^{\frac{-y}{1+\mu}} \quad (2.18)$$

Pour une cellule  $H_0$ , la pdf est donnée par

$$p(y/H_0) = e^{-y} \quad (2.19)$$

Où  $\mu$  représente le rapport signal sur bruit à la sortie du corrélateur.

Tous les échantillons dans les cellules de référence sont supposés contenir du bruit (cellule  $H_0$ ) [9,10], la pdf de chaque  $x_i$  est la même que  $P(y/H_0)$ . Donc, la pdf de la somme  $Z$  devient [26]

$$f(Z) = \frac{1}{\Gamma(M)} z^{M-1} e^{-z} \quad (2.20)$$

où  $\Gamma(\cdot)$  est la fonction Gamma.

La probabilité de fausse alarme pour le détecteur CA-CFAR est donnée par [25]

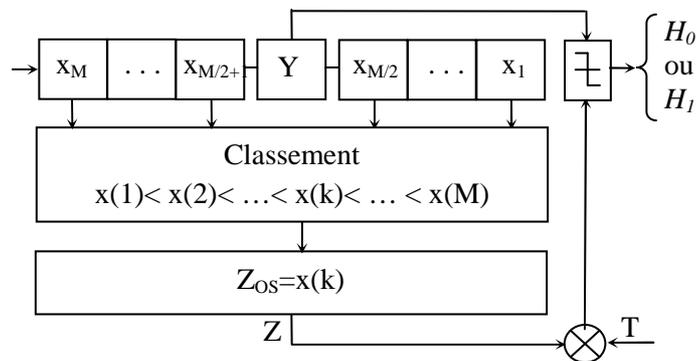
$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_0^{\infty} f(z) \int_{T_z}^{\infty} P(y/H_0) dy dz \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma(M)} z^{M-1} e^{-z} \int_{T_z}^{\infty} e^{-y} dy dz \\ &= (1+T)^{-M} \end{aligned} \quad (2.21)$$

De même, la probabilité de détection peut être déterminée par [25]

$$\begin{aligned} P_d &= \int_0^{\infty} f(z) \int_{T_z}^{\infty} P(y/H_1) dy dz \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma(M)} z^{M-1} e^{-z} \int_{T_z}^{\infty} \frac{1}{1+\mu} e^{\frac{-y}{1+\mu}} dy dz \\ &= \left(1 + \frac{T}{1+\mu}\right)^{-M} \end{aligned} \quad (2.22)$$

- ✓ Le processeur d'acquisition d'ordre statistique (Order Statistics-Constant False Alarm Rate : OS-CFAR). Dans ce cas l'estimation de la puissance est obtenue en prenant la  $k^{\text{ième}}$  valeur des cellules de référence après un classement par ordre croissant (figure 2.19) [27,28].

$$Z = x(k) \quad (2.23)$$



**Fig. 2.19.** Schéma de principe du détecteur OS-CFAR.

Dans ce cas, les cellules de référence sont classées par ordre croissant :  $x(1) \leq x(2) \leq \dots \leq x(k) \leq \dots \leq x(M)$ . Le détecteur OS-CFAR [27] utilise la statistique d'ordre  $k$  pour estimer le bruit  $Z=x(k)$ . Bien que les variables aléatoires de référence (les  $x_i$ ) soient indépendants et identiquement distribués (i.i.d), les statistiques d'ordre  $x(k)$  ne sont ni indépendants ni identiquement distribués. Si  $f(x)$  et  $F(x)$  représentent respectivement la Pdf et la Cdf (densité cumulée) des  $M$  cellules de référence, alors la variable ordonnée  $x(k)$  est distribuée selon la loi [27] :

$$f_k(x) = k \binom{M}{k} [1 - F(x)]^{M-k} F(x)^{k-1} f(x) \quad (2.24)$$

Si, en plus,  $f(x)$  est une loi exponentielle de paramètre normalisé ( $\mu=1$ ), alors la Pdf de  $x(k)$  devient

$$f_k(x) = k \binom{M}{k} [1 - e^{-x}]^{k-1} e^{-(M-k+1)x} \quad (2.25)$$

La probabilité de détection de l'OS-CFAR [27] est, par ailleurs, donnée par :

$$P_d = \prod_{j=0}^{k-1} \left( \frac{M-j}{M-j + \frac{T}{1+\mu}} \right) \quad (2.26)$$

Avec  $P_{fa} = P_d$  ( $\mu=0$ )

### 2.6.2. La poursuite du code

Le rôle de la boucle de poursuite est en premier lieu d'aligner finement le code local sur le code reçu, puis de maintenir la synchronisation durant le temps de communication [15,17]. Après que l'acquisition soit correctement obtenue, une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop : PLL) est utilisée pour diminuer la différence de phase entre les deux codes reçus et locaux. Si le canal varie rapidement, la PLL peut perdre la synchronisation et on devra alors de nouveau passer à une phase d'acquisition. A noter que l'acquisition est obtenue en cherchant à travers tous les retards possibles. Dans plusieurs cas, l'acquisition doit se faire correctement pour un faible rapport signal sur bruit. Les canaux sélectifs en fréquence et les interférences des accès multiples sont les facteurs qui peuvent alourdir la tâche de l'acquisition dans les systèmes DSSS.

## 2.7. LES CODES D'ETALEMENT

Dans un système DSSS standard, les données à transmettre sont multipliées par une séquence pseudo aléatoire (PN), généralement produite par un registre à décalage à contre

réaction linéaire (Linear Shift Feedback Register : LSFR), telles que la séquence de Gold ou la séquence à longueur maximale [1,2]. Le signal résultant est d'une grande largeur de bande.

### 2.7.1. Les séquences pseudo-aléatoires

Le code d'étalement, permet de diviser en sous intervalles le bit à transmettre. Pour ce faire, il suffit de multiplier, au sens booléen du terme (Ou Exclusif) la donnée à émettre et le code d'étalement  $C(t)$ . Les séquences pseudo-aléatoires  $C(t)$  possèdent des propriétés mathématiques particulières. Tout d'abord, afin de ne pas modifier les propriétés statistiques du signal émis (et par conséquent son spectre), elles doivent être le plus faiblement auto-corrélées [12,17] :

$$R_C(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t)C(t - \tau)dt = 0 \quad \text{pour } \tau \neq 0 \quad (2.27)$$

où  $R_C(\tau)$  représente la fonction d'autocorrélation de  $C(t)$ . Afin d'assurer la sécurité et d'éviter le brouillage des sources entre-elles, les séquences doivent être le plus faiblement intercorrélées :

$$R_{C_i C_j}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_i(t)C_j(t - \tau)dt = 0 \quad (2.28)$$

Où  $C_i$  et  $C_j$  représentant deux séquences différentes.

Enfin, pour permettre la synchronisation, elles doivent posséder un pic d'autocorrélation le plus étroit possible [12,17]:

$$R_C(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} C(t)C(t)dt = 1 \quad (2.29)$$

Comme ces propriétés sont celles d'un processus stochastique proche du bruit, elles sont nommées séquences pseudo-aléatoire (Pseudo-Noise sequences).

Au vu de ces propriétés mathématiques, il semble important que la synchronisation, entre le code à la réception et le code à l'émission, se fasse correctement. Dans le cas d'un écart temporel entre les deux codes, seul le bruit étalé pourra être récupéré au niveau du récepteur.

### 2.7.2. Générateur linéaire de séquences pseudo-aléatoires

Traditionnellement les séquences pseudo-aléatoires sont issues de générateurs binaires qui sont parfaitement contrôlés par des paramètres spécifiés en nombre d'états fini pour pouvoir générer la même séquence dans le module émetteur et dans le module récepteur [12]. De plus, et pour améliorer la synchronisation des séquences en réception, celles-ci sont généralement issues

de générateurs linéaires qui délivrent des séquences de longueurs périodiques et déterminées par les paramètres des générateurs.

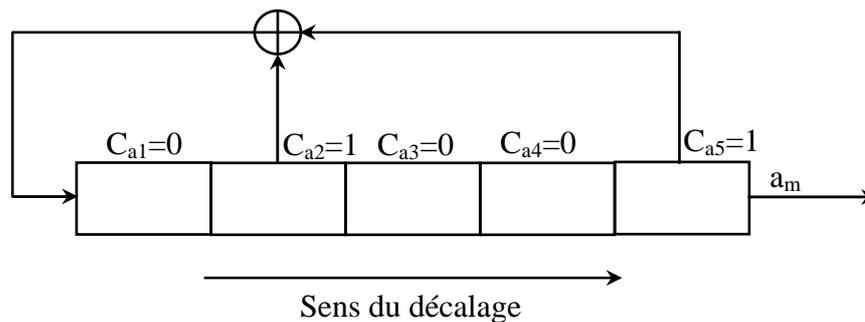
### 2.7.2.1. Générateur de séquences à longueur maximale

Un générateur est typiquement constitué de  $N$  bascules dont certaines sont rebouclées à travers un ou exclusif (notation 1,0) ou une multiplication (notation +1,-1). Avec  $N$  étages, la longueur maximale des séquences pseudo-aléatoires est de  $2^N-1$ . Pour un générateur construit sur le polynôme caractéristique :  $x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$ , des bouclages sont faits sur les étages 0, 5, 7, 8, 9, 13 et 15. Les séquences générées ont une fonction d'auto-corrélation avec un maximum égal à  $2^N - 1$  pour un déphasage nul, et une valeur négligeable (-1) pour toute autre valeur du décalage. Cette propriété permet de prendre comme ensemble de codes la même séquence avec les  $2^N - 1$  décalages possibles [12,17].

Le générateur binaire et linéaire de la figure 2.20 est composé d'un registre à décalage. A chaque coup d'horloge les valeurs contenues dans les bascules se décalent d'un élément vers la droite. Séquentiellement, une nouvelle valeur de sortie est calculée par combinaison linéaire des valeurs binaires des bascules et est introduite dans la bascule se trouvant à l'extrémité. La suite  $a_m$  des valeurs discrètes de sortie de ce générateur se détermine par l'équation

$$a_m = \sum_{i=1}^N C_{ai} a_{m-i} \quad (2.30)$$

Avec,  $N$  le nombre de bascules du générateur linéaire et  $C_{ai}$  les variables de connexion.



**Fig.2.20.** Générateur de séquences à longueur maximale.

La longueur de la séquence périodique délivrée par le générateur, en nombre d'échantillons, est définie par :

$$N_c = 2^N - 1 \quad (2.31)$$

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

N	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]
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] [2,3,5,11] [2,3,7,11] [2,5,8,11] [2,3,10,11]
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.2.1.** Choix des prises sur le registre à décalage.

### 2.7.2.2. Générateur de séquences de Gold

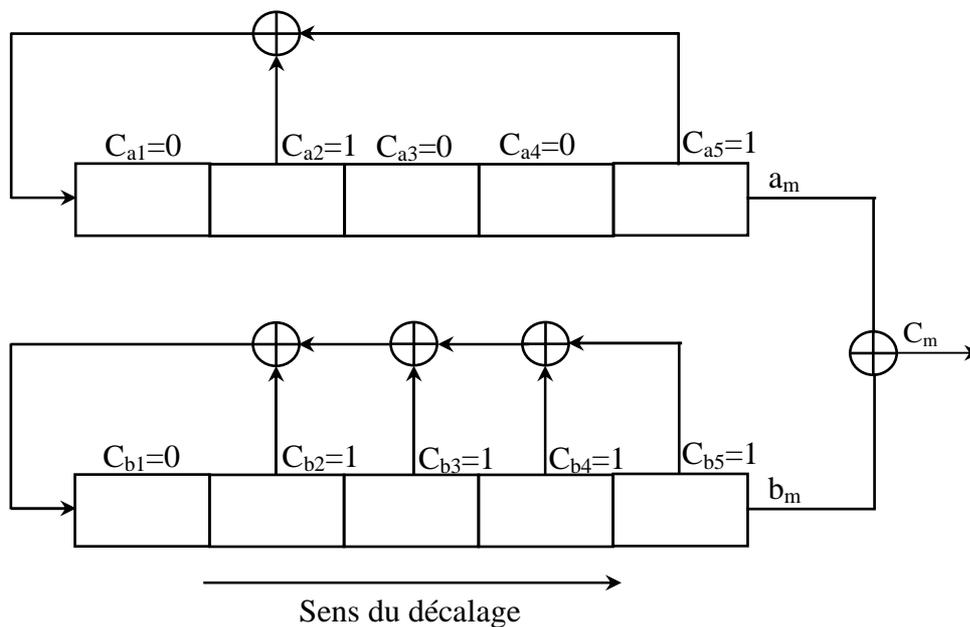
Les générateurs de séquences de Gold sont une classe de générateurs binaires pseudo-aléatoires qui possèdent de meilleures propriétés que les générateurs précédents pour réduire le

bruit d'accès multiples. Ils sont composés de deux générateurs de séquences à longueur maximale qui forment une paire préférée [1]. Un exemple de générateur avec des registres de longueur 5 est donné par la figure 2.21.

L'équation générique qui donne la valeur binaire en sortie du générateur est

$$C_m = \sum_{i=1}^N C_{ai} a_{m-i} + \sum_{i=1}^N C_{bi} b_{m-i} \quad (2.32)$$

Où  $a_m$  et  $b_m$  sont les sorties des registres,  $C_{ai}$  et  $C_{bi}$  sont les coefficients et  $N$  la longueur des registres. Comme ils sont composés de deux générateurs de séquences à longueur maximale indépendants, la longueur de la séquence est aussi  $N_c = 2^N - 1$ .



**Fig.2.21.** Générateur de séquences de Gold.

## 2.8. ETAT DE L'ART

La première étape du désétalement du signal dans un système à spectre étendu consiste à la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Diverses techniques ont été proposées pour l'acquisition rapide des codes, qui sont classés en méthodes de recherche sérielle, parallèle ou hybride. Dans cette section, nous donnons un aperçu sur les plus importants travaux publiés qui traitent ce type de problème.

Les systèmes à recherche en série sont plus largement utilisés et leurs performances ont été largement étudiées [29-31]. Cette technique de recherche a été largement investiguée par plusieurs travaux de recherches, elle a été initiée par Sage [31]. Par la suite, Tantaratana et *al.* [32] ont étudié l'acquisition non-cohérente du code pour un canal non sélectif en fréquence et qui suit une distribution de Rice. Polydoros et Weber [18] ont proposé un détecteur rapide I-Q non-

cohérent pour la recherche série dans un canal à bruit blanc additif Gaussien (AWGN), qui permet de prendre des décisions sur une durée de l'ordre du chip, réduisant ainsi considérablement le temps d'acquisition.

Pour la recherche en parallèle, Milstein et al. [33] ont proposé et analysé l'acquisition parallèle pour réduire le temps d'acquisition pour les systèmes de communication DSSS dans un canal AWGN. Dans [20], Sourour et Gupta ont étendu l'analyse sur l'acquisition parallèle aux canaux à évanouissement. Madhow et Pursley [34] ont étudié l'effet des IAM sur l'acquisition de code avec détection cohérente, tandis que Rick et Milstein [35] l'ont effectué dans le cas de la détection non cohérente, pour un canal Gaussien.

Dans [21], un système d'acquisition noncohérent hybride qui combine la recherche en parallèle avec la recherche en série est proposé pour l'acquisition de code en présence des IAM sur des canaux à évanouissement de type Rayleigh et Rice. Le système a pu atteindre un équilibre entre la vitesse d'acquisition et la complexité du système. Cette étude a montré que l'augmentation du temps d'acquisition moyen dépend du nombre d'utilisateurs, du SNR et du degré de parallélisme. Cependant, les premiers systèmes d'acquisition hybrides utilisaient seulement la plus grande sortie parmi les sorties des corrélateurs, et emploient une décision à seuil fixe [21,36].

La plupart des systèmes d'acquisition considérés dans la littérature supposent que les données ne sont pas transmises pendant la phase d'acquisition et qu'une période de temps déterminée est allouée pour l'acquisition [18,20,37-39]. Cependant, il est possible que l'acquisition n'ait pas abouti à la fin du temps alloué, et que l'émetteur commence à transmettre les données. Dans ce cas précis, lorsque les données sont présentes alors que le récepteur tente toujours d'acquiescer la phase de la séquence PN, la performance du système d'acquisition classique se voit considérablement dégradée.

Dans certains systèmes, la synchronisation est effectuée en présence des données et aucun délai initial n'est, par conséquent, alloué à la phase d'acquisition du code. Il devient alors clair, que les techniques de synchronisation ci-dessus énoncées ne sont guère adaptées à ce genre de situations. C'est précisément pour cette catégorie de systèmes que Cheng [40] a proposé un schéma de synchronisation heuristique, fonctionnant parallèlement à la réception des données.

L'unité principale dans n'importe quel récepteur d'acquisition consiste en un dispositif de prise de décisions. Le seuil de décision peut être soit fixe ou adaptatif [24]. Les techniques classiques de décision sont basées sur un seuil fixe qui est ajusté en fonction des conditions de l'environnement [24]. Puisque les niveaux de puissance ne sont pas connus et l'environnement varie dans les communications mobiles, les systèmes d'acquisition à seuil fixe ne peuvent pas

fournir un rendement satisfaisant. Ces systèmes peuvent donner trop de fausses alarmes ou entraîner des pertes de détection pour une valeur choisie du seuil. Suite à ces inconvénients, les systèmes d'acquisition des codes PN basés sur le seuillage adaptatif ont été introduits. L'objectif de ces approches est d'améliorer les performances d'acquisition en maintenant une probabilité de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) constante. Dans ces systèmes, le seuil de décision est fixé de manière adaptative en utilisant une estimation locale de la puissance du bruit obtenue à partir des résultats de corrélation [41-43].

Dans ces études, il est supposé qu'aucun autre signal, à part le bruit, n'est présent dans les cellules de référence. Cependant, en pratique, des composants multiples peuvent exister dans le canal de référence conduisant à une augmentation du seuil, et par conséquent à une dégradation drastique de la performance de détection. Pour remédier à ce problème, de nombreux systèmes basés sur les statistiques d'ordre ont été proposés. Dans [44], Kim *et al* ont montré que le processeur d'acquisition basé sur les statistiques d'ordre (OSAP : Order Statistics Acquisition Processor), utilisant le  $k^{\text{ième}}$  échantillon ordonné pour estimer la puissance du bruit, a une bonne immunité contre les interférences dû aux trajets multiples. Dans [45], l'auteur a étendu l'analyse du processeur d'acquisition adaptative (AAP : Adaptive Acquisition Processor) proposé dans [11], à un canal à trajets multiples. Ce système estime la puissance de bruit en sommant les plus faibles échantillons non censurés. Le même processeur, connu sous le nom de processeur d'acquisition adaptative hybride (AHAP : Adaptive Hybrid Acquisition Processor), a été utilisé pour les systèmes à recherche hybride [22]. Notant également que le processeur AHAP a été étendu au cas de la diversité d'antennes en présence des trajets multiples [46]. Dans [47], les auteurs ont proposé un autre processeur d'acquisition baptisé E-CFAR (Excision CFAR), où la puissance du bruit est estimée en utilisant les échantillons des cellules de référence qui ne dépassent pas un seuil d'excision. Ils ont montré que ce système présente une faible dégradation de performances dans la présence des trajets multiples.

Les systèmes mentionnés ci-dessus utilisent la détection adaptative basée sur les statistiques d'ordres à points de censure fixes. Il est démontré qu'ils donnent de bons résultats si le nombre d'échantillons censurés dépasse le nombre d'interférences causées par les trajets multiples. Cependant, en raison de l'absence de connaissances à priori sur l'environnement multi-trajets, les cellules censurées peuvent être mal choisies causant une dégradation importante des performances. Pour surmonter ce problème, un processeur d'acquisition à censure automatique (ACAP : Automatic Censoring Acquisition Processor) a été proposée dans [48]. Ici, les cellules censurées sont déterminé automatiquement en fonction du nombre réel d'interférences. Nous rappelons que les techniques de censure, largement traitées dans la littérature Radar [25-28,

49,50], sont exploitées pour sélectionner les échantillons les plus représentatifs pour l'étape d'estimation du bruit.

Dans [24], Linatti a présenté une étude comparative entre les différentes règles de décision à seuil fixe et à seuil adaptatif, pour un système d'acquisition à recherche série et en supposant un canal à un seul trajet. Il a montré que si le choix du taux de fausse alarme ( $P_{fa}$ ) est adéquat, la performance de l'acquisition adaptative tend vers l'optimal.

Xu *et al.* [51] ont introduit une nouvelle méthode baptisée IMPA pour « Iterative Message Passing Algorithm ». Avec cette technique, on peut générer une séquence locale plus ou moins synchrone avec celle reçue. L'analyse de cette technique a montré que la probabilité de détection obtenue est équivalente à celle d'une recherche série.

Soonam Yeom *et al.* [52] ont présenté une technique pour réduire le temps moyen d'acquisition des codes PN en ajustant les valeurs du seuil en fonction de l'énergie pré-estimée de corrélation. Dans cette technique un mode de génération de seuil (Threshold Mode : TM) est employé avant le mode de recherche dans les systèmes double Dwell classique. Ce mode est utilisé pour déterminer les valeurs de seuil des modes de recherche et de vérification.

Pour améliorer davantage l'acquisition des codes PN, des travaux de recherche ont suggéré l'utilisation d'une diversité d'antennes. Dans [35], Rick et Milstein ont proposé un processeur d'acquisition non-cohérent adoptant une diversité d'antennes. Dans cette approche, les signaux provenant des différentes antennes, sont combinés d'une manière non cohérente pour obtenir un gain plus conséquent dû à l'augmentation du rapport signal sur interférence (Signal-to-Interference Ratio, SIR). La robustesse du système a été analysée en supposant que les signaux reçus dans les différentes antennes sont à évanouissement non corrélé. Ils ont ainsi obtenu une amélioration considérable par rapport à un système mono antenne.

Shin et Lee [53] ont proposé une approche plus générale qui inclue l'idée proposée dans [35] comme cas particulier. L'analyse du système a été faite pour un canal Rayleigh sélectif en fréquence en considérant l'existence d'une corrélation spatiale entre les signaux. Ils ont montré que l'usage d'un grand nombre d'antennes est préférable pour réduire le temps d'acquisition moyen pour de faibles valeurs du SIR. Cependant, pour de fortes valeurs du SIR, le temps d'acquisition moyen a tendance à augmenter. D'autres travaux dans la littérature ont également étudié l'effet de la corrélation spatiale sur le taux d'erreur binaire et sur la capacité du système [31] et [32].

## 2.9. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les modes de multiplexage les plus utilisés dans le domaine des radiofréquences : multiplexage en fréquence (FDMA), en temps (TDMA) ou par code (CDMA). Nous avons donné ensuite le principe de l'étalement de spectre et en particulier celui utilisant des séquences directes. Au niveau du récepteur, l'extraction du signal informatif nécessite une synchronisation entre les codes reçus et ceux générés localement. Pour obtenir cette dernière, deux étapes sont exigées : l'acquisition des codes et la poursuite des codes. Aussi, conformément à la thématique développée dans cette thèse, nous avons été amenés à détailler le principe de la synchronisation du code, en donnant les différentes stratégies de recherche, le principe de génération des principaux codes d'étalement utilisés, ainsi que les différents détecteurs utilisés. Pour clôturer ce chapitre nous avons donné un état de l'art sur les principaux travaux de recherche

# *CHAPITRE 3*

---

---

## *ACQUISITION HYBRIDE ADAPTATIVE DES CODES PN*

---

---

### *Sommaire*

---

---

**3.1. INTRODUCTION**

**3.2. POSITION DU PROBLEME**

**3.3. MODELE DU CANAL ET HYPOTHESES DE BASE**

**3.4. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE**

**3.5. RESULTATS ET DISCUSSIONS**

**3.6. CONCLUSION**

---

---

### 3.1. INTRODUCTION

Pour récupérer l'information transmise, dans les systèmes de communication DS-CDMA, le signal reçu devrait être d'abord désétalé en utilisant un code généré localement. Cela signifie l'importance de la synchronisation entre les codes, avant la détection de données. La synchronisation de code consiste donc, à aligner les codes reçus avec ceux générés localement. En général, elle est réalisée en deux étapes de base, l'acquisition et la poursuite de code. La première consiste à un alignement brut des séquences (à une fraction de la durée du chip), alors que la deuxième étape doit assurer un alignement fin. Dans cette thèse, on s'est limité à la première étape dont l'établissement rapide est l'un des objectifs important dans les systèmes DS-CDMA.

### 3.2. POSITION DU PROBLEME

Dans ce chapitre, nous proposons un système d'acquisition adaptative, basé sur la recherche hybride des séquences PN, dans un canal Rayleigh à évanouissement sélectif en fréquence. La principale caractéristique de ce système réside dans sa capacité à estimer de façon dynamique le nombre des trajets multiples, considérés à juste titre, comme des signaux interférents au niveau du canal de référence. L'idée de base de l'algorithme proposé consiste à procéder à un tri par ordre décroissant des corrélations partielles puis à effectuer des tests successifs de censure. L'estimateur local du bruit est ainsi mis à jour, à chaque étape de l'algorithme, jusqu'à ce que la synchronisation du premier trajet soit détectée. Aussi, le système considéré utilise le principe de la détection à censure automatique, afin d'éviter l'effet de masque produit par la présence d'éventuels trajets multiples dans le canal de référence. Le système ainsi obtenu, a été baptisé sous l'acronyme de HAPAC (Hybrid Acquisition Processor based on Automatic multipath Cancellation).

L'approche envisagée consiste en un système séquentiel simple, utilisant des tests successifs d'hypothèses statistiques. L'objectif principal étant d'éliminer les interférences dues aux trajets multiples et de ne pas les prendre en compte dans le calcul de l'estimateur local du bruit. Pour cela, nous supposons, au maximum, la présence de  $L$  trajets dans le canal de référence. Par conséquent, au moins,  $M-L$  échantillons de faibles puissances parmi les  $M$  valeurs de corrélation disponibles, sont considérés comme bruit et ne contiennent aucune réplique du signal émis. Plus précisément, l'algorithme détermine à chaque étape, si l'échantillon sous test (parmi les  $L$  cellules restantes de valeurs plus élevées) contient une réplique du signal émis ou du bruit seulement. Tant que l'échantillon traité ne correspond pas à une réplique du signal émis, la population initiale est mise à jour en intégrant l'échantillon en cours dans l'estimateur local du

bruit. Le même processus de traitement est répété pour l'échantillon suivant. Une fois le signal relatif au trajet multiple le moins puissant est détecté, l'algorithme s'arrête en fournissant une estimation du nombre de trajets et le mode de poursuite (affinement ou tracking) peut être amorcé en utilisant la valeur maximale des corrélations partielles.

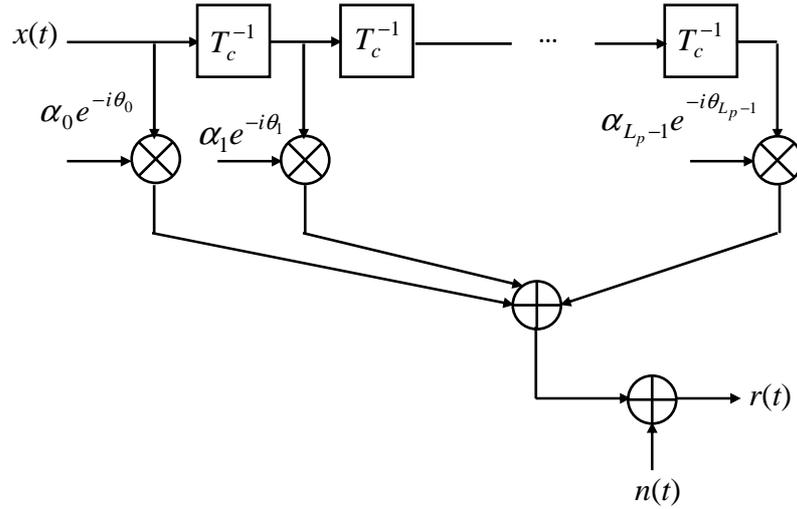
### 3.3. MODELE DU CANAL ET HYPOTHESES DE BASE

Dans la phase de synchronisation, nous avons supposé que le signal est reçu sans modulation de données et qu'un détecteur non cohérent est employé. La longueur du code  $L_c$  est discrétisé avec un pas  $\Delta T_c$  où  $T_c$  représente la durée d'un chip. En fait, cet échantillonnage temporel résulte en  $L_c / \Delta$  cellules de la région d'incertitude, qui est par définition le nombre total des cellules à rechercher afin de déterminer l'alignement du code. La valeur de  $\Delta$  est généralement égale à 1 ou à 1/2. Dans cette thèse,  $\Delta$  est fixé à 1, donc la région d'incertitude correspond à la longueur complète du code  $L_c$ . Sachant que plusieurs répliques du signal transmis sont reçues avec des délais différents, le canal de référence peut contenir autant de cellules de synchronisation que de trajets multiples.

Le canal à évanouissement sélectif en fréquence avec trajets multiples peut être modélisé par une ligne à retard de longueur finie, avec un espacement d'un chip entre deux trajets successifs [11,30]. On suppose qu'il existe  $L_p$  lignes correspondant aux  $L_p$  trajets reçus, où chacune d'entre elles est multipliée par une variable aléatoire complexe indépendante, comme le montre la figure 3.1. La partie réelle du signal total reçu prend en compte la contribution de toutes les répliques du signal émis, c'est à dire

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{\ell=0}^{L_p-1} [\alpha_{\ell} c(t - \tau - \ell T_c) \cos(\omega_c t + \theta_{\ell})] + n(t) . \quad (3.1)$$

où  $P$  est la puissance du signal reçu,  $c(t)$  est le code PN,  $\tau$  la phase à estimer du code,  $\omega_c$  est la fréquence de la porteuse en rad/s, et  $n(t)$  est un bruit blanc gaussien additif (AWGN) à moyenne nulle et de densité spectrale de puissance  $N_0/2$ . L'amplitude et la phase de l'évanouissement pour le  $\ell^{\text{ème}}$  trajet sont représentées respectivement par  $\alpha_{\ell}$  et  $\theta_{\ell}$ . Les amplitudes  $\alpha_{\ell}$  des différents trajets sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d, independent and identically distributed) qui suivent une loi de Rayleigh, tandis que les phases  $\theta_{\ell}$  sont des variables aléatoires uniformément distribuées sur l'intervalle  $[0, 2\pi)$ .



**Fig. 3.1.** Modèle à ligne de retard d'un canal sélectif en fréquence.

La diffusion de puissance dans chaque trajet est supposée uniforme ou à décroissance exponentielle avec un taux de décroissance noté  $\mu$ . Lorsque la puissance totale de l'évanouissement dans l'ensemble des trajets multiples est normalisée à l'unité, la puissance moyenne de l'évanouissement dans chaque trajet est donnée par [57]

$$E[\alpha_\ell^2] = \begin{cases} \frac{1}{L_p} & \mu = 0 \\ \frac{1 - e^{-\mu}}{1 - e^{-\mu L_p}} e^{-(\ell-1)\mu} & \mu \neq 0, \quad \ell = 1, 2, \dots, L_p \end{cases} \quad (3.2)$$

où  $E[\cdot]$  désigne l'espérance mathématique. Il est également supposé que l'évanouissement est suffisamment lent de façon à ce que l'amplitude et la phase restent constantes au cours du temps d'observation mais peuvent changer, d'une façon indépendante, d'un intervalle à l'autre [42].

Le signal reçu  $r(t)$  est corrélé avec le code PN généré localement par le récepteur. D'autre part, puisqu'il n'y a pas de modulation des données pendant le processus d'acquisition, les sorties des corrélateurs  $I$  et  $Q$  peuvent être formulées comme suit

$$X_{Iv} = \sqrt{2} \int_0^{NT_c} r(t) c(t - vT_c) \cos(\omega_c t) dt \quad (3.3)$$

et

$$X_{Qv} = \sqrt{2} \int_0^{NT_c} r(t) c(t - vT_c) \sin(\omega_c t) dt \quad (3.4)$$

où  $N$  est le nombre de chips utilisés dans l'auto-corrélation partielle et  $v = 0, 1, 2, \dots, L_c$

En substituant (3.1) dans (3.3) et (3.4) et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons

$$X_{Iv} = \sqrt{P} T_c \sum_{\ell=0}^{L_p-1} (\alpha_\ell S_{\ell,v} \cos \theta_\ell) + N_{Iv}, \quad (3.5)$$

$$X_{Qv} = \sqrt{P} T_c \sum_{\ell=0}^{L_p-1} (\alpha_\ell S_{\ell,v} \sin \theta_\ell) + N_{Qv}. \quad (3.6)$$

avec

$$N_{Iv} = \int_0^{NT_c} n(t) c(t - vT_c) \cos(\omega_c t) dt \quad (3.7)$$

$$N_{Qv} = \int_0^{NT_c} n(t) c(t - vT_c) \sin(\omega_c t) dt. \quad (3.8)$$

$N_{Iv}$  et  $N_{Qv}$  sont des variables Gaussiennes de moyennes nulles et de variance  $\sigma_n^2 = NN_0/2$  et

$$S_{\ell,v} = \frac{1}{T_c} \int_0^{NT_c} c(t - \tau - \ell T_c) c(t - vT_c) dt. \quad (3.9)$$

Notant que  $T_c S_{\ell,v}$  correspond à l'auto-corrélation partielle sur  $N$  chips du code PN.

Les sorties  $X_{Iv}$  et  $X_{Qv}$  des corrélateurs I et Q sont élevées au carré et additionnées pour donner la variable de décision  $X_v$ , exprimée par [18,56] :

$$X_v = X_{Iv}^2 + X_{Qv}^2 \quad v = 0, 1, 2, \dots, L_c. \quad (3.10)$$

où  $X_v$ , sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées. Sous l'hypothèse de non-alignement, la corrélation entre la séquence reçue et le code local fourni une valeur négligeable et peut être approximée à un bruit AWGN de moyenne nulle et de variance  $\sigma_n^2$ . Par conséquent, les variables de décision  $X_v$  suivent une distribution exponentielle [60].

### 3.4. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE

#### 3.4.1. Description du système

Le système d'acquisition adaptatif proposé se compose d'une antenne suivie par  $M$  corrélateurs disposés en parallèle, comme le montre la Figure.3.2. La structure interne des

corrélateurs est représentée dans la figure.3.3. Le corrélateur IQ effectue la multiplication des composantes  $I$  et  $Q$  du signal reçu avec le code  $c(t-vT_c)$  généré localement et intègre ce produit sur l'intervalle  $\tau_d = NT_C$  secondes, où  $\tau_d$  représente le temps d'observation ou le temps d'intégration. Les variables de décision  $X_v$  sont obtenues conformément à l'équation 3.3 [18,56].

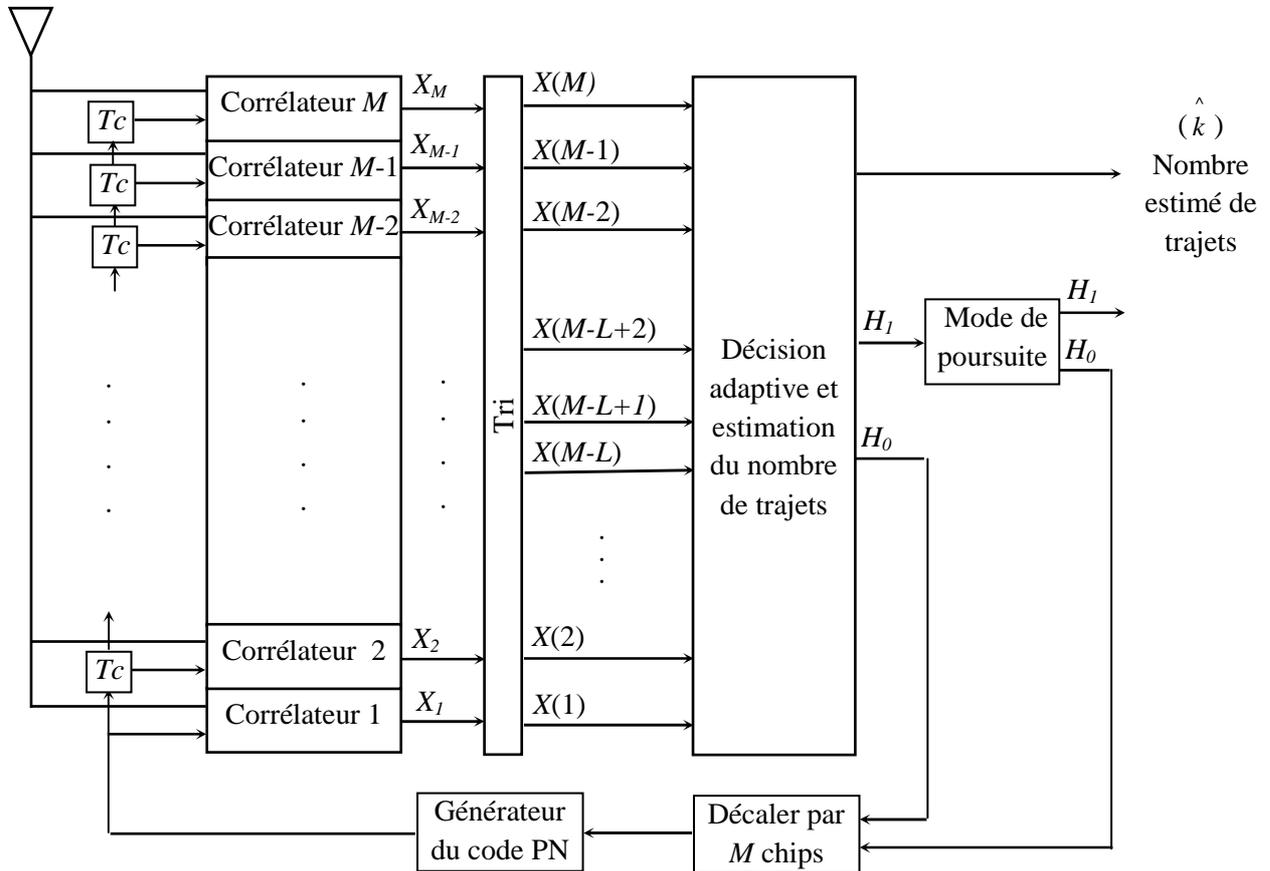


Fig.3.2. Schéma bloc du processeur d'acquisition adaptative hybride.

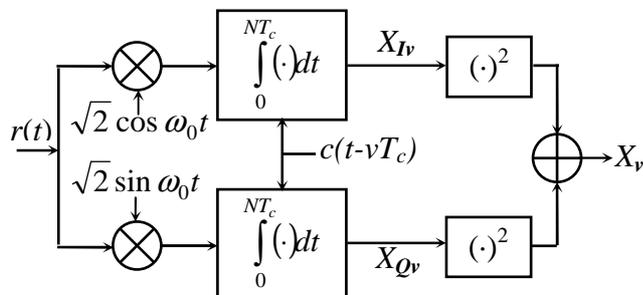


Fig.3.3. Structure interne des corrélateurs.

La position, dans laquelle les codes locaux et reçus sont en phase, est appelé une cellule synchro. Les positions restantes (codes déphasés) correspondent aux cellules non synchro. L'évaluation des codes d'alignement est modélisé par l'utilisation des tests d'hypothèses classiques, à savoir  $H_1$  pour les cellules synchro et  $H_0$  pour les cellules non synchro.

La région d'incertitude  $L_c$  est divisé en  $L_I$  sous-régions, avec

$$L_I = \left\lceil \frac{L_c}{M} \right\rceil \quad (3.11)$$

Où  $\lceil x \rceil$  désigne la plus petite valeur entière supérieure ou égale à  $x$ .  $M$  résultats de corrélation partielles sont prises à la fois. Par conséquent, le système à besoin de  $L_I$  itérations pour le test complet de la région d'incertitude. Nous supposons, au maximum,  $L$  trajets pouvant se trouver dans le canal de communication. Ainsi, nous auront besoin de  $L$  détecteurs adaptatifs pour vérifier la présence ou l'absence des répliques du signal émis.

Comme il est clairement indiqué dans l'organigramme de la Figure.3.4, il s'agit de chercher itérativement dans l'intervalle sous investigation  $[X(M-L+1), X(M)]$  de chaque sous région, la première cellule contenant une réplique du signal émis. Pour atteindre cet objectif, la procédure d'acquisition peut être formulée de la manière suivante :

Pour chaque itération  $s$  (sous-région  $s$ ), les sorties des corrélateurs  $X_v$  ( $v = 1, 2, \dots, M$ ) sont classées par ordre croissant, de façon à avoir

$$X(1) \leq X(2) \leq \dots \leq X(M). \quad (3.12)$$

Lors de la première étape de l'algorithme, les  $(M-L)$  premières cellules ordonnées  $X(j)$ , ( $j = 1, 2, \dots, M$ ), supposés contenir que du bruit, sont utilisées comme estimation initiale de la puissance du bruit. Le premier détecteur adaptatif compare  $X(M-L+1)$  au seuil adaptatif  $T_I Z_I$ , où  $T_I$  est un facteur multiplicatif utilisé pour atteindre une probabilité de fausse alarme désirée et  $Z_I$  représente la somme des  $(M-L)$  premières cellules ordonnées. Si  $X(M-L+1)$  est supérieur à  $T_I Z_I$ , la décision partielle prend la valeur logique  $d_I = 1$  et le système déclare, que la phase du code relative à l'échantillon  $X(M)$ , est la phase recherchée (cellule Synchro ou cellule  $H_1$ ). Le mode de poursuite sera donc activé pour vérifier si la première décision est correcte ou non. Dans ce cas ( $d_I = 1$ ), l'algorithme arrête la recherche et le système déclare la présence de  $L$  trajets dans le canal de référence. Dans le cas contraire ( $d_I = 0$ ), l'algorithme décide que l'échantillon  $X(M-L+1)$  ne contient que du bruit et l'estimateur local du bruit est mis à jour en ajoutant ce dernier à  $Z_I$ , c'est à dire,  $Z_2 = Z_I + X(M-L+1)$ , puis en passe au test de la cellule de rang supérieur. D'une manière générale, lors de la  $i^{\text{ème}}$  étape, l'échantillon  $X(M-L+i)$  est comparé au seuil adaptatif

$T_i Z_i$ . Le processus atteint sa fin lorsque  $d_i = 1$ , ou, au cas échéant, si tous les échantillons ont été testés ( $i = L$ ).

En résumé, pour la sous-région  $s$  ( $s = 1, 2, \dots, L$ ), l'algorithme d'acquisition se compose des tâches suivantes :

- 1) Classement des résultats de corrélations partielles :  $X(1) \leq X(2) \leq \dots \leq X(M)$ .
- 2) Calcul de la décision binaire partielle  $d_i$  selon le test statistique suivant

$$\begin{aligned} d_i &= 1 \\ X(M-L+i) &> T_i Z_i \\ &< \\ d_i &= 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

où 
$$Z_i = \sum_{j=1}^{M-L+i-1} X(j) \quad (3.14)$$

et  $T_i$  est un facteur multiplicatif utilisée pour maintenir constant le taux de fausse alarme sous l'hypothèse de non synchronisation pour l'étape  $i$ .

- 3) Répéter la tâche 2 pour ( $i = 1, 2, \dots$ ), jusqu'à ce que la condition ( $d_i = 1$  ou  $i = L$ ) soit vraie.

Dans l'hypothèse de synchronisation ( $d_i = 1$ ), le nombre estimé de trajets est donné par  $\hat{k} = L - i + 1$  et la phase du code correspondante à la plus grande auto-corrélation  $X(M)$  est utilisé dans le mode de poursuite. Sinon, si  $i = L$  et  $d_L = 0$ , le code PN local est décalé par  $MT_C$ , et les  $M$  cellules de la sous-région suivante ( $s + 1$ ) sont traitées avec le même algorithme.

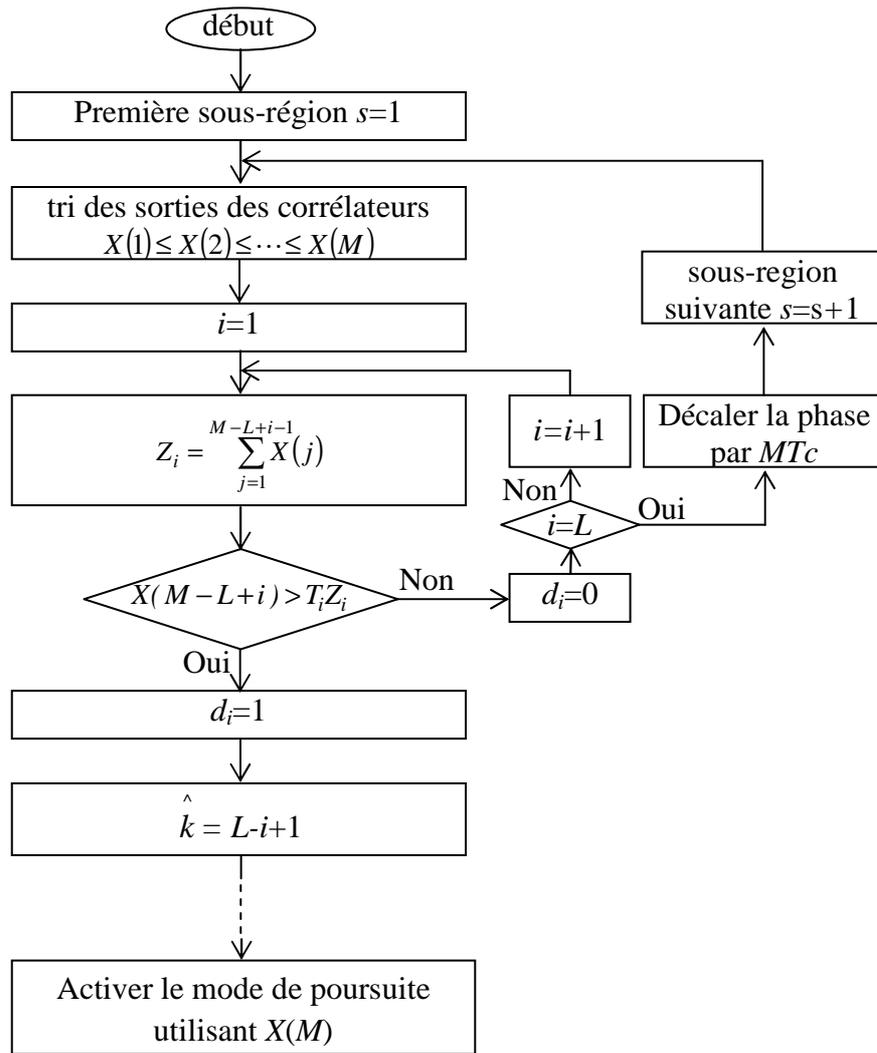
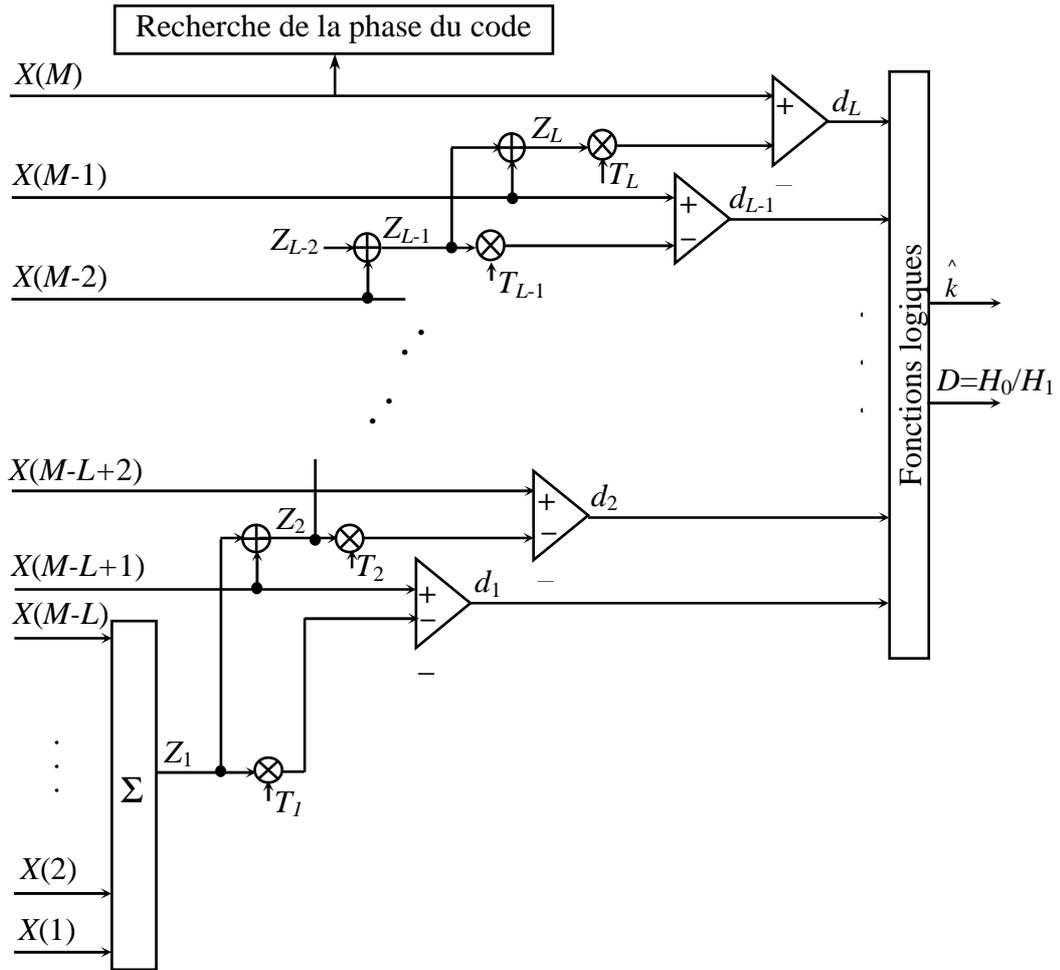


Fig.3.4. Organigramme récapitulatif du fonctionnement du système d'acquisition.

### 3.4.2. Architecture du bloc de décision.

La description de l'algorithme, donnée dans la section précédente, montre qu'un temps de traitement substantiel est requis si ce dernier est implémenté sous sa forme séquentielle. Dans un souci de réduire ce temps de calcul, nous proposons une approche parallèle, comme le montre la Figure.3.5. En fait, cette transformation a besoin de plus de ressources matérielles ( $L$  comparateurs binaires et  $L$  multiplicateurs entiers), en revanche, elle garantit un temps de calcul beaucoup plus réduit.



**Fig.3.5.** Architecture du dispositif de décision et du bloc d'estimation du nombre de trajets.

Étant donné que les calculs des décisions partielles binaires sont indépendants, tous les  $d_i$  ( $i=1, 2, \dots, L$ ) peuvent être calculées simultanément. Ainsi, les itérations temporelles sont transformées en itérations spatiales, en augmentant les ressources de calcul. Par conséquent, la décision globale  $D$  et le code binaire de l'estimateur du nombre de trajets peuvent être générés en utilisant un bloc en logique combinatoire. Pour  $L$  donné, la décision globale  $D$  obéit tout simplement à la règle de fusion logique (*OU logique*) de toutes les décisions partielles  $d_i$ , ainsi  $D = d_1 \oplus d_2 \oplus \dots \oplus d_L$  où  $\oplus$  représente le *OU* logique. D'autre part, la représentation binaire de l'estimateur du nombre de chemins  $\hat{k}$  nécessite  $q$  bits tel que  $2^{q-1} \leq L < 2^q$ .

Les fonctions logiques ( $f_{q-1}, f_{q-2}, \dots, f_0$ ), génératrices du code binaire, sont définies en analysant les états d'entrée  $d_i$  pour chaque bit du code ( $\hat{k}_{q-1}, \hat{k}_{q-2}, \dots, \hat{k}_0$ ).

Pour mieux illustrer le procédé de génération du code binaire de  $\hat{k}$ , on considère l'exemple de  $L=5$ . Dans ce cas, l'estimateur  $\hat{k}$  varie dans l'intervalle  $[0, 5]$ , ce qui équivaut à une représentation binaire sur  $q=3$  bits. Le tableau.1 donne les états binaires des entrées  $d_i$  pour

toutes les valeurs possibles de  $\hat{k}$ . Pour calculer les expressions logiques des  $(\hat{k}_{q-1}, \hat{k}_{q-2}, \dots, \hat{k}_0)$ , nous devons noter que l'erreur, induite par le test statistique (3.13), est certes très faible mais ne s'annule jamais. En effet, la détection de la première cellule synchro ( $d_i = 1$ ) ne garantit pas que  $d_j = 1$ , ( $j = i + 1, i + 2, \dots, L$ ), même si les cellules correspondantes  $X(M-L + j)$  sont supposés contenir des répliques du signal émis.

En outre, du point de vue algorithmique, les décisions partielles  $d_j = 1$ , ( $j = i + 1, i + 2, \dots, L$ ), n'ont aucun effet, puisque les échantillons correspondants  $X(M-L + j)$ , ( $j = i + 1, i + 2, \dots, L$ ), sont relatifs aux cellules de synchronisation dans le cas où le premier trajet est détectée ( $d_i = 1$ ). Pour pallier à cette ambiguïté dans la génération du code binaire de  $\hat{k}$ , on fait appel aux états binaires indéfinis (\*), pouvant prendre aussi bien la valeur logique «0» ou «1». En analysant le tableau.1, le code binaire de  $\hat{k}$ , exprimé en fonction des décisions partielles  $d_i$ , peut être aisément exprimé par :

$$\hat{k}_0 = d_1 \oplus \overline{d_2} \otimes (d_3 \oplus \overline{d_4} \otimes d_5); \hat{k}_1 = \overline{d_1} \otimes \overline{d_2} \otimes (d_3 \oplus d_4); \hat{k}_2 = d_1 \oplus d_2. \quad (3.15)$$

$\oplus$  et  $\otimes$  représentent les opérateurs logiques “OU” et “ET” respectivement.

Décision partielle					Nombre estimé de trajets	Code binaire de $\hat{k}$			Décision global
$d_5$	$d_4$	$d_3$	$d_2$	$d_1$		$\hat{k}$	$\hat{k}_2$	$\hat{k}_1$	$\hat{k}_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$H_0$
*	*	*	*	1	5	1	0	1	$H_1$
*	*	*	1	0	4	1	0	0	$H_1$
*	*	1	0	0	3	0	1	1	$H_1$
*	1	0	0	0	2	0	1	0	$H_1$
1	0	0	0	0	1	0	0	1	$H_1$

**Tableau.1.** Code binaire de  $\hat{k}$ ;  $L=5$ .

Comme décrit précédemment, si le système déclare la présence de la synchronisation ( $D = H_1$ ), le mode de poursuite est activé pour affiner l'alignement. Dans notre système, le mode de poursuite utilise le code du signal relatif à la plus grande valeur de corrélation. Pour cette raison, le système doit déterminer la phase du code correspondant à la valeur maximale de corrélation, afin de générer localement un code PN avec le même déphasage. Cette tâche peut être accomplie en comparant toutes les valeurs initiales de corrélation  $X_v$  ( $v = 1, 2, \dots, M$ ) avec celle de valeur maximale  $X(M)$ . Enfin, la phase estimée du code peut être déterminée en utilisant l'expression suivante :

$$\phi = (\hat{v} - 1)T_c + (s - 1)MT_c. \quad (3.16)$$

L'indice  $s$  représente la sous-région  $s$  où l'événement de synchronisation s'est produit, tandis que  $\hat{v}$  représente l'indice du corrélateur fournissant la valeur de corrélation maximale,  $X(M)$ .

### 3.4.3. Probabilité de fausse alarme

Comme indiqué dans la section précédente, dans le cas de non alignement (hypothèse  $H_0$ ), les sorties  $X_v$  ( $v = 1, 2, \dots, M$ ) des corrélateurs sont décrites par la fonction de densité de probabilité (PDF) exponentielle donnée par [41,57]

$$f_{X_v}(x/H_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} e^{\frac{-x}{2\sigma_n^2}}. \quad (3.17)$$

Toutefois, en présence d'une cellule  $H_1^\ell$  correspondant au  $\ell^{\text{ième}}$  trajet, la pdf de  $X_v$  devient:

$$f_{X_v}(x/H_1^\ell) = \frac{1}{2(P \cdot E[\alpha_\ell^2] + \sigma_n^2)} e^{\frac{-x}{2(P \cdot E[\alpha_\ell^2] + \sigma_n^2)}}. \quad (3.18)$$

où  $P$ ,  $\sigma_n^2$  et  $E[\alpha_\ell^2]$  indiquent respectivement, la puissance totale du signal émis, la puissance du bruit et la puissance moyenne d'évanouissement pour le trajet  $\ell$ .  $H_1^\ell$  est l'hypothèse de synchronisation du  $\ell^{\text{ième}}$  trajet.

L'acquisition du code PN est réalisée par des tests statistiques, impliquant l'hypothèse nulle,  $H_0$ , et l'hypothèse alternative  $H_1$ . A la  $i^{\text{ème}}$  étape de l'algorithme, l'échantillon ordonné  $X(M-L+i)$  est comparé au seuil adaptatif correspondant  $T_i Z_i$  et une décision binaire partielle  $d_i$  est générée en faveur de l'hypothèse  $H_{i0}$  ou  $H_{i1}$  conformément au test statistique suivant :

$$X(M-L+i) \underset{H_{i0}}{\overset{H_{i1}}{>}} T_i Z_i. \quad (3.19)$$

La probabilité,  $P_{fai}$  selon le test  $i$ , correspond à la probabilité que l'hypothèse  $H_{i1}$  est décidée sachant que  $H_{i0}$  est effectivement vraie, elle est donnée par :

$$P_{fai} = \Pr ob(X(M-L+i) > T_i Z_i | H_{i0}). \quad (3.20)$$

Ou de manière équivalente

$$P_{fai} = Pr ob (R_i > 0 | H_{i0}). \quad (3.21)$$

où

$$R_i = X(M-L+i) - T_i Z_i \quad \text{et} \quad Z_i = \sum_{j=1}^{M-L+i-1} X(j), \quad (i=1, 2, \dots, L). \quad (3.22)$$

Cette probabilité peut être évaluée à l'aide des fonctions génératrices des moments (MGF : Moment Generating Function) et l'intégrale de contour [26], par la relation suivante :

$$P_{fai} = - \sum_k Res \left[ \omega^{-1} \Phi_{R_i}(\omega), \omega_k \right]. \quad (3.23)$$

où  $Res[\cdot]$  désigne l'opérateur résidu,  $\Phi_{R_i}$  représente la MGF de la statistique équivalente  $R_i$ . Les  $\omega_k$  sont les pôles de  $\Phi_{R_i}$  situés dans le demi plan gauche des  $\omega$  et correspondant aux pôles à partie réelle négative [26]. Puisque  $R_i$  est exprimée en termes des statistiques d'ordre  $X(j)$ , ( $j = 1, 2, \dots, M-L+i$ ), l'évaluation de la MGF  $\Phi_{R_i}$  nécessite l'utilisation des variables d'écart normalisées [59], définies par :

$$Y_j = (M-j+1) \cdot (X(j) - X(j-1)) \quad (3.24)$$

avec  $j = 1, 2, \dots, M-P+1$  et  $X(0) = 0$

où  $P = L - i + 1$ .

Dans [59], il est montré que les variables  $Y_j$  sont positives, indépendantes et identiquement distribuées, bien que les statistiques d'ordre  $X(j)$  ne soient ni indépendantes, ni identiquement distribuées. En outre, les variables  $Y_j$  suivent la même distribution (Pdf exponentielle) que la population d'origine  $X_v$  [59]. A partir de la transformation (3.24) et après quelques manipulations algébriques, nous pouvons écrire

$$X(j) = \sum_{r=1}^j \frac{Y_r}{M+1-r}. \quad (3.25)$$

En substituant (3.25) dans (3.22),  $R_i$  devient

$$R_i = \sum_{j=1}^{M-P+1} b_j Y_j. \quad (3.26)$$

où

$$b_j = \frac{1 - T_i(M - P - j + 1)}{M - j + 1}. \quad (3.27)$$

D'après [60] et en utilisant (3.26), la MGF de  $R_i$  peut être donnée par :

$$\Phi_{R_i}(\omega) = \Phi_{Y_1, Y_2, \dots, Y_{M-P+1}}(b_1\omega, b_2\omega, \dots, b_{M-P+1}\omega). \quad (3.28)$$

Étant donné que les variables  $Y_j$  sont indépendantes, la MGF jointe des variables  $Y_1, Y_2, \dots, Y_{M-P+1}$  est simplement le produit des MGF individuelles de chaque  $Y_j$ , ainsi :

$$\Phi_{R_i}(\omega) = \prod_{j=1}^{M-P+1} \int_0^{\infty} e^{-y_j} e^{(b_j\omega+1)y_j} dy_j. \quad (3.29)$$

En intégrant cette expression, on obtient [50]:

$$\begin{aligned} \Phi_{R_i}(\omega) &= \prod_{j=1}^{M-P+1} \{1 + b_j\omega\}^{-1} \\ &= \frac{M!}{(P-1)!} \prod_{j=1}^{M-P+1} \frac{1}{M - j + 1 + [1 - T_i(M - P + 1 - j)]\omega}. \end{aligned} \quad (3.30)$$

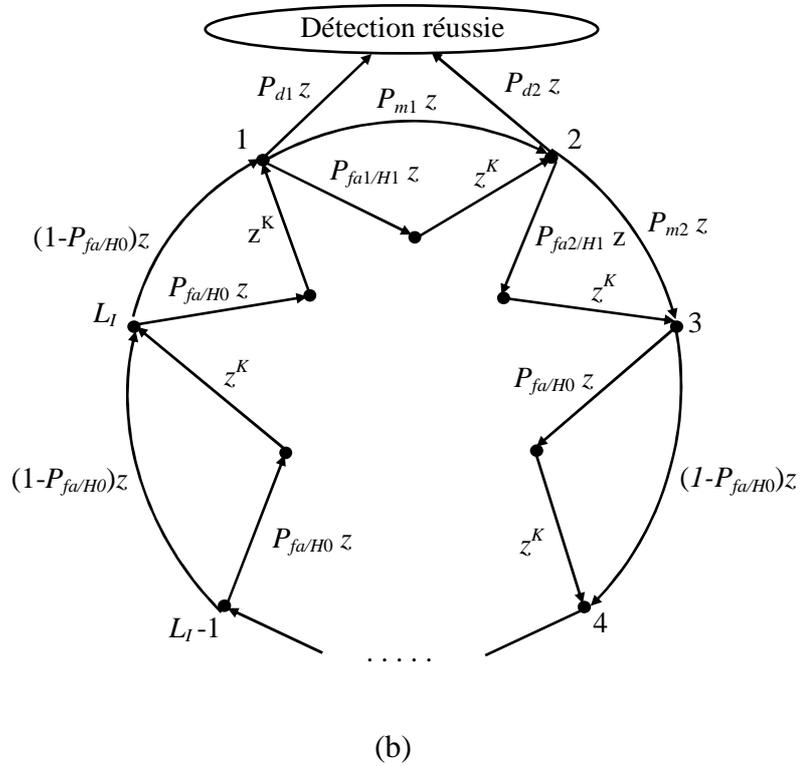
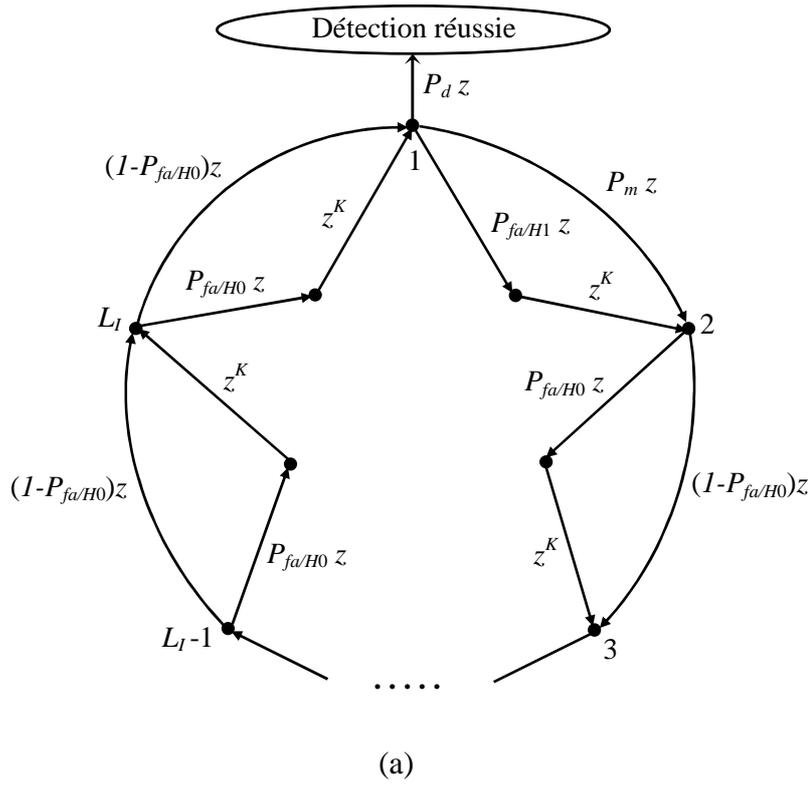
En substituant (3.30) dans (3.23) et en évaluant le résidu au pôle situé dans le demi plan gauche des  $\omega$  à savoir  $\omega_{M-P+1} = -P$  on obtient :

$$P_{fai} = \binom{M}{M-P} \frac{1}{[1 + T_i P]^{M-P}}. \quad (3.31)$$

Les facteurs multiplicatifs  $T_i$ , garantissant un taux de fausse alarme constant à chaque étape  $i$  de l'algorithme, sont calculés à partir de l'expression (3.31).

#### 3.4.4. Temps d'acquisition moyen

Pour évaluer le temps d'acquisition moyen qui est le temps écoulé avant l'acquisition, nous utilisons le diagramme d'état [18, 15] illustré dans la figure.3.6.



**Fig.3.6** Diagramme d'état du système HAPAC.  
 (a) cas 1      (b) cas 2

Les nœuds représentent les états, les branches entre deux nœuds représentent les transitions d'état,  $z$  représente l'opérateur du retard unitaire et l'exposant de la variable  $z$  exprime le nombre de retards unitaires.  $K\tau_d$  correspond au temps de pénalité requis par le système pour entrer de nouveau dans le prochain mode d'acquisition, après avoir reconnu une fausse alarme dans le mode de poursuite [56].

Comme mentionné précédemment, la région d'incertitude est divisée en  $L_I$  sous régions, par conséquent, comme le montre la Figure.3.6, il y a  $L_I$  états d'acquisition correspondant aux  $L_I$  itérations pour toutes les phases possibles. Nous supposons une même probabilité de départ à partir de chaque nœud et on considère que nous commençons la recherche de n'importe quel nœud en dehors de l'état de synchronisation.

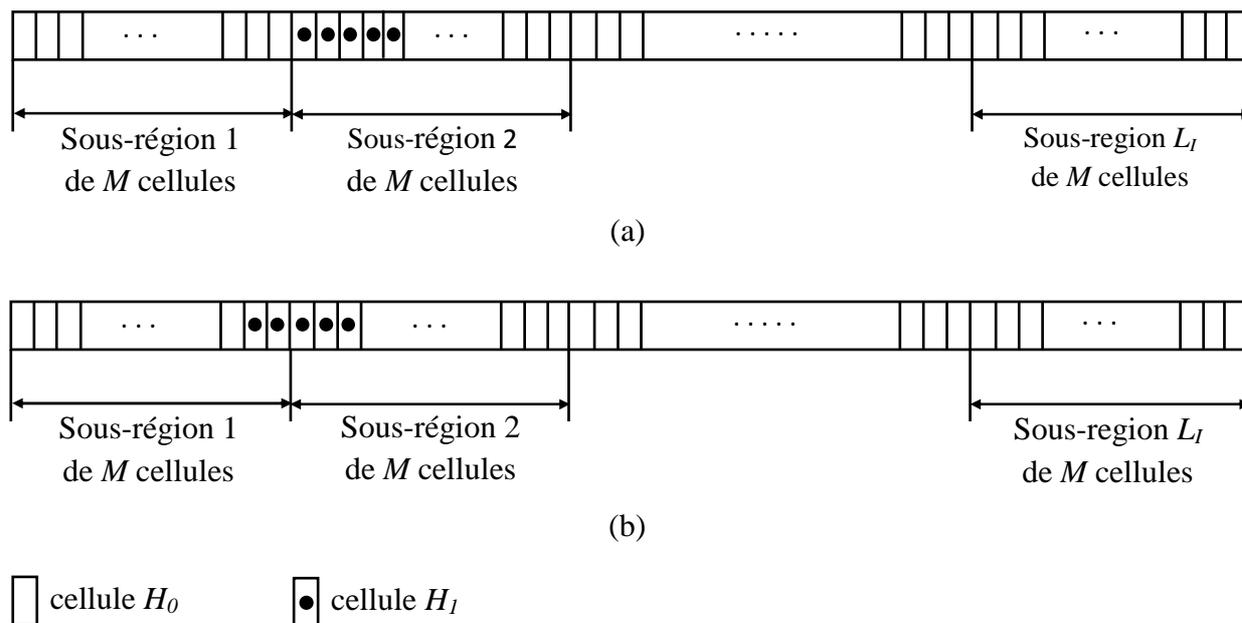
Le fait qu'il existe  $L_p$  trajets dans le canal de référence implique l'existence de plusieurs cellules de synchro. Dans notre système d'acquisition, les  $L_p$  trajets consécutifs peuvent ne pas apparaître dans la même sous-région, et par conséquent, ils peuvent être répartis entre deux sous-régions adjacentes. Ainsi, pour le diagramme d'états, deux cas distincts sont considérés en fonction des situations suivantes:

**Cas 1:** si les  $L_p$  trajets sont confinées dans la même sous région, ils sont traités simultanément par le système, comme le montre la figure.3.7.a. Dans ce cas, le diagramme ne contient qu'un seul état  $H_I$ , comme l'illustre la Figure.3.6.a.

**Cas 2:** si les  $L_p$  trajets sont répartis sur deux sous-régions adjacentes, ils sont traités séparément. En fait, chaque sous-région contient au moins une cellule synchro comme le montre clairement la figure.3.7.b. Dans ce cas, le diagramme contient deux états  $H_I$  comme l'illustre la Figure.3.6.b.

Sur la base des deux cas ci-dessus mentionnés, les deux sous-régions adjacentes peuvent contenir, respectivement,  $m$  et  $(L_p-m)$  cellules Synchro, où  $m$  est uniformément distribué sur l'intervalle  $[0, L_p-1]$ . Par conséquent, nous obtenons  $L_p$  façons possibles de positionner les cellules synchro dans les deux sous-régions, où  $L_p-1$  d'entre elles correspondent au deuxième cas. Le temps d'acquisition moyen global est alors considéré comme la valeur moyenne sur les  $L_p$  combinaisons possibles, c'est-à-dire :

$$E[T_{acq}] = \left[ \frac{1}{L_p} \left. \frac{dG_1(z)}{dz} \right|_{z=1} + \frac{L_p-1}{L_p} \sum_{m=1}^{L_p-1} \left. \frac{dG_2(z, m)}{dz} \right|_{z=1} \right] \tau_d. \quad (3.32)$$



**Fig.3.7** Mode de recherche pour le processeur HAPAC.

(a) cas 1      (b) cas 2

Selon les figures 3.6.a et 3.6.b, les fonctions de transfert  $G_1(z)$  et  $G_2(z, m)$ , sont respectivement données par :

$$G_1(z) = \frac{1}{L_I} \frac{G_{d1}(z) \sum_{i=0}^{L_I-1} G_{01}^i(z)}{1 - G_{m1}(z) G_{01}^{L_I-1}(z)} \quad (3.33)$$

Où

$$G_{d1}(z) = P_d z, \quad (3.34)$$

$$G_{01}(z) = P_{fa/H_0} z^{K+1} + (1 - P_{fa/H_0}) z, \quad (3.35)$$

$$G_{m1}(z) = P_m z + P_{fa/H_1} z^{K+1}. \quad (3.36)$$

et

$$G_2(z, m) = \frac{1}{L_I - 1} \frac{G_{d2}(z, m) \sum_{i=0}^{L_I-2} G_{02}^i(z)}{1 - G_{m2}(z, m) G_{02}^{L_I-2}(z)} \quad (3.37)$$

Où

$$G_{d2}(z, m) = P_{d1}(m)z + (P_{m1}(m)z + P_{fa1/H_1}(m)z^{K+1})P_{d2}(L_p - m)z, \quad (3.38)$$

$$G_{02}(z) = P_{fa/H_0}z^{K+1} + (1 - P_{fa/H_0})z, \quad (3.39)$$

$$G_{m2}(z, m) = (P_{m1}(m)z + P_{fa1/H_1}(m)z^{K+1}) \left( P_{m2}(L_p - m)z + P_{fa2/H_1}(L_p - m)z^{K+1} \right) \quad (3.40)$$

$K$  est le facteur de pénalité,  $P_d$  et  $P_m$  sont les probabilités de détection et d'erreur relatives au premier cas. Les probabilités  $(P_{d1}, P_{m1})$  et  $(P_{d2}, P_{m2})$  sont respectivement les probabilités de détection et d'erreur pour la première et la deuxième sous-région  $H_1$  du deuxième cas.  $P_{fa/H_0}$  correspond, pour les deux cas, à l'événement où une cellule, parmi les  $M$  cellules de la sous-région contenant le bruit, dépasse le seuil adaptatif.  $P_{fa/H_1}$  pour le cas 1,  $P_{fa1/H_1}$  et  $P_{fa2/H_1}$  pour le cas 2, correspondent à l'événement où la cellule de synchro de la sous-région en cours de traitement est inférieure au seuil correspondant, tandis qu'une cellule  $H_0$  (bruit) le dépasse.

En utilisant les équations (3.33) - (3.40) et après des manipulations algébriques, le temps moyen d'acquisition  $T_{acq}$  donnée dans (3.32) devient.

$$E[T_{acq}] = \tau_d \left[ \frac{1}{L_p} \left\{ \frac{1}{P_d} \left( (1 + KP_{fa/H_0})(P_m + P_{fa/H_1})(L_l - 1) + 1 + KP_{fa/H_1} \right) + \frac{1}{2} (1 + KP_{fa/H_0})(L_l - 1) \right\} + \frac{L_p - 1}{L_p} \sum_{m=1}^{L_p-1} \left\{ \frac{\left[ (L_l - 2)(1 + KP_{fa/H_0})(1 - P_{d1}(m))(1 - P_{d2}(L_p - m)) + (1 + KP_{fa1/H_1}(m)) + (1 + KP_{fa2/H_1}(L_p - m))(1 - P_{d1}(m)) \right]}{1 - (1 - P_{d1}(m))(1 - P_{d2}(L_p - m))} + \frac{(1 + KP_{fa/H_0})(L_l - 2)}{2} \right\} \right]. \quad (3.41)$$

### 3.5. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, les performances du système d'acquisition adaptatif analysé dans la section précédente, sont évaluées au moyen de simulations informatiques. A cette fin, nous considérons pour les besoins des simulations les hypothèses suivantes :

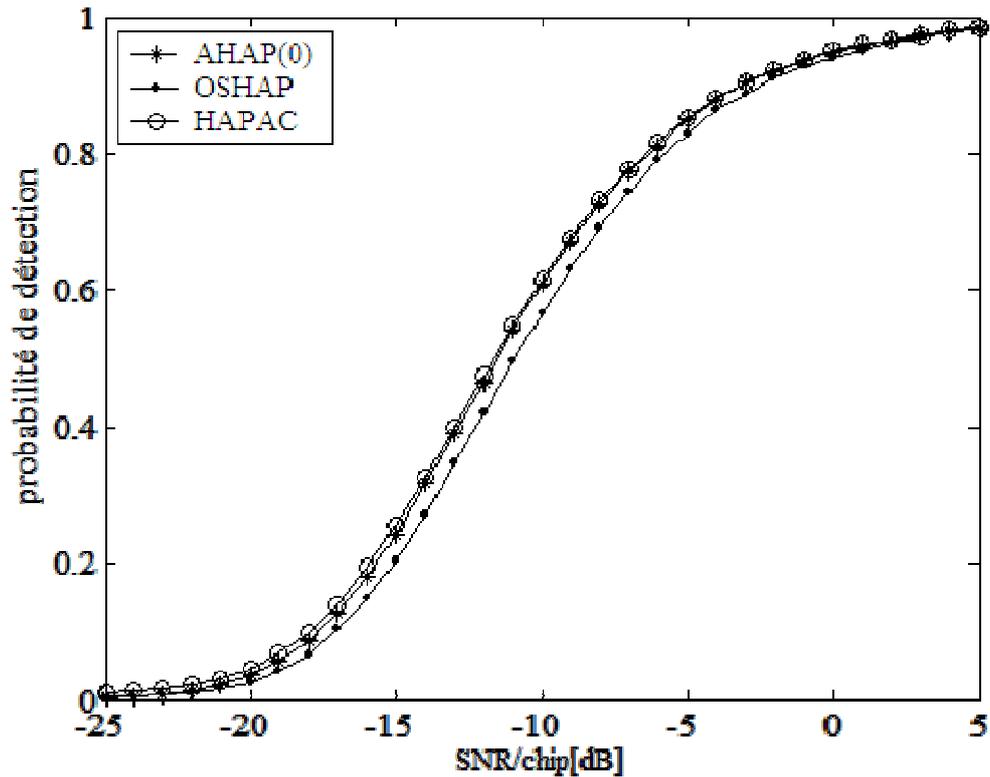
- Nombre de corrélateurs,  $M = 17$
- Nombre de détecteurs  $L = 8$ , qui correspond au nombre maximum de trajets multiples.
- La durée du chip,  $T_c = 1\mu s$ ,
- Un code PN périodique de longueur  $L_c = 2560$ ,
- Une corrélation partielle de durée  $N = 256$ .

- Un temps de pénalité égale à  $KNT_c$  seconde, avec une constante de pénalité  $K = 10^4$ .
- Un taux de fausse alarme de  $10^{-3}$  pour chaque détecteur.
- Les performances du système sont analysées pour un canal à évanouissement lent qui suit une distribution Rayleigh.
- Comme critère de performance, on a utilisé la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen.
- Les simulations sont effectuées selon la technique de Monte-Carlo moyennant  $10^5$  essais indépendants pour chaque calcul.
- La mise à jour du processus de recherche est de  $T_c=1 \mu s$ , ce qui donne une région d'incertitude de longueur  $L_c$ .

Les performances d'acquisition du système proposé sont comparés dans différentes situations d'environnements à celles obtenues par les processeurs OSHAP et AHAP( $N_e$ ) [22]. Nous rappelons par ailleurs que le paramètre  $N_e$  dénote le nombre fixe de cellules censurés par le processeur AHAP [22]. Dans un souci d'obtenir des comparaisons fiables, les mêmes conditions d'environnement sont considérées.

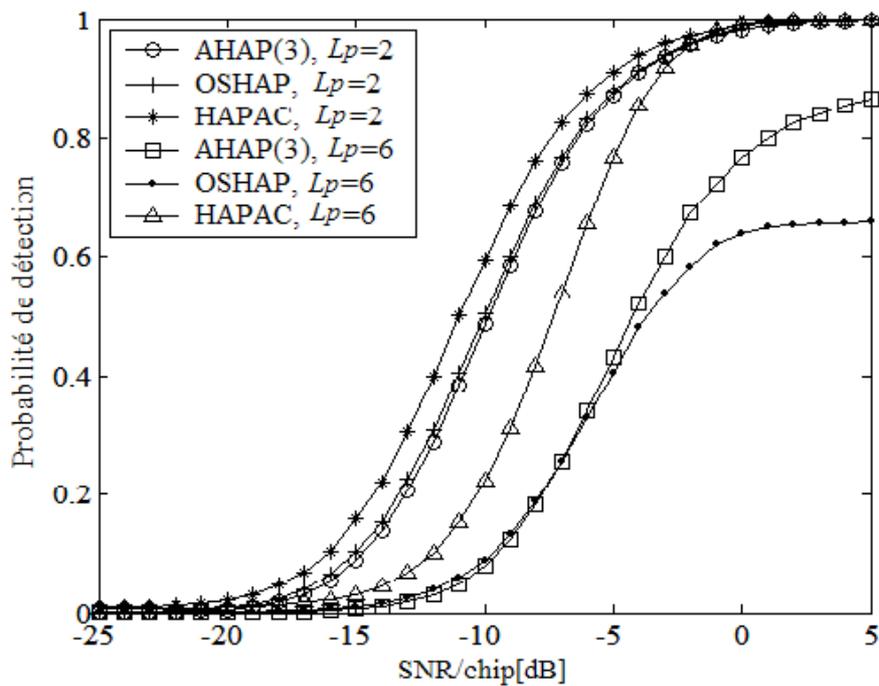
Notant que l'OSHAP est la version hybride du processeur OSAP [44], conçu initialement pour une recherche série. En revanche, nous rappelons que l'OSAP utilise la  $k^{i\text{ème}}$  valeur ordonnée, parmi les  $M$  cellules disponibles pour estimer la puissance du bruit. Toutefois, dans le système d'acquisition hybride (OSHAP), seule la valeur maximale des corrélations partielles est comparée au  $k^{i\text{ème}}$  échantillon ordonné.

Dans la figure.3.8, nous présentons la probabilité de détection du système proposé ainsi que celles des processeurs AHAP(0) et OSHAP dans un milieu homogène, c'est à dire, en présence d'un seul trajet dans le canal de référence. Nous observons que le système proposé présente les mêmes performances que l'AHAP(0) et donne des performances légèrement meilleures que l'OSHAP. Notant également que le système proposé se réduit à l'AHAP(0), connu pour être le processeur le plus approprié dans un tel milieu [41].

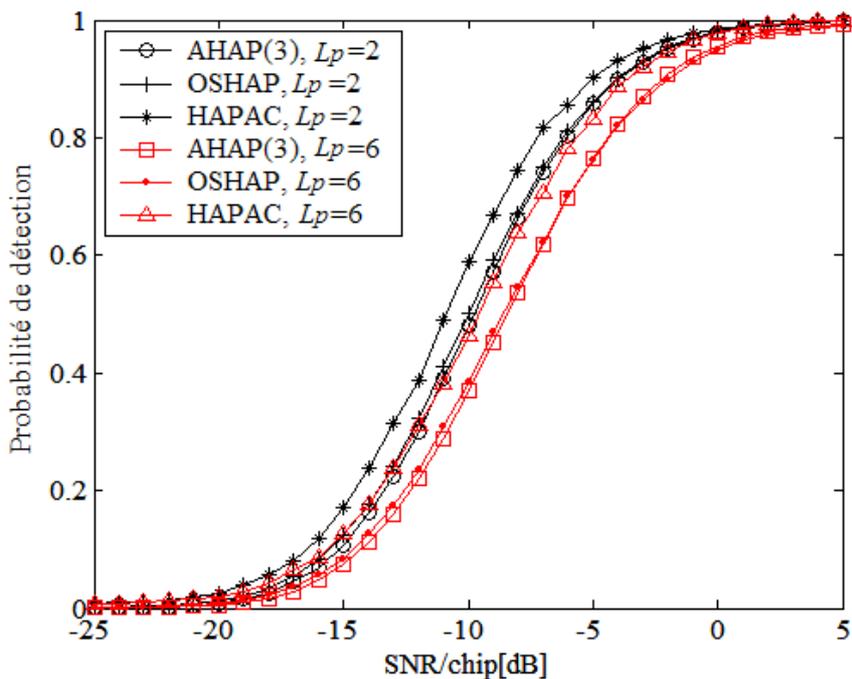


**Fig.3.8** Pd de AHAP(0), OSHAP et HAPAC dans un environnement sans trajets multiples.

Les figures 3.9.a et 3.9.b fournissent une comparaison des performances pour le système proposé, l'AHAP(3) et l'OSHAP en présence de deux et six trajets multiples avec un profil de décroissance uniforme et exponentielle, respectivement. Les figures montrent que le processeur HAPAC présente une amélioration significative par rapport à l'AHAP(3) et à l'OSHAP, en particulier dans le cas du profil à décroissance uniforme.



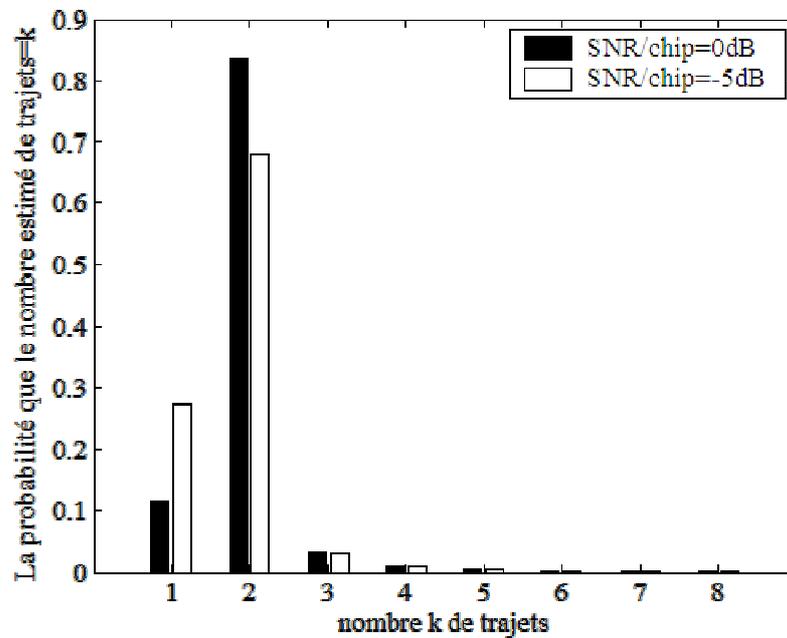
(a)



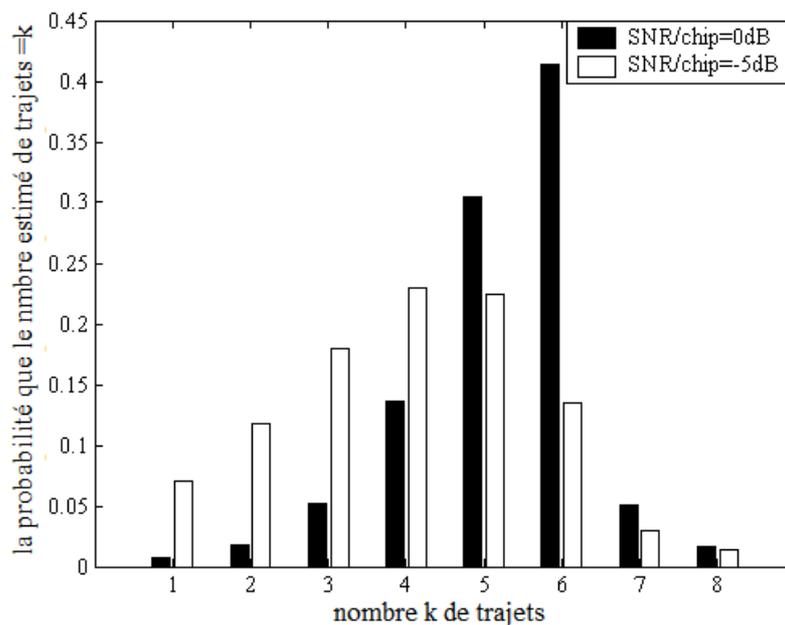
(b)

**Fig.3.9** Pd de HAPAC, AHAP et OSHAP dans un environnement à trajets multiples  
 (a) Profil à décroissance uniforme (b) profil à décroissance exponentielle ( $\mu=1$ )

Dans la figure.3.10, nous mettons en évidence l'efficacité du système proposé à déterminer dynamiquement le nombre réel de trajets se trouvant dans le canal de référence. Nous considérons le nombre estimé de trajets détectés pour un profil uniforme, dans deux situations correspondant à  $\text{SNR}/\text{chip} = -5 \text{ dB}$  et  $0 \text{ dB}$ , respectivement.



(a)

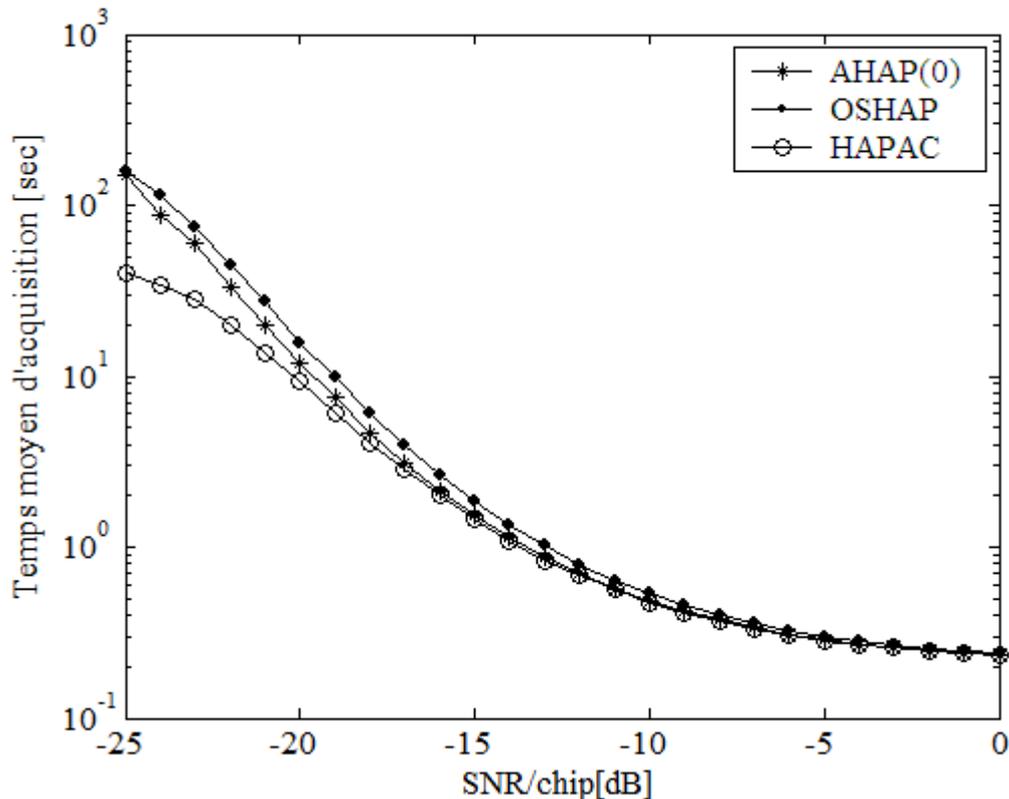


(b)

**Fig.3.10** Probabilités discrètes de l'estimateur du nombre des trajets multiples  
(a) 2 trajets (b) 6 trajets

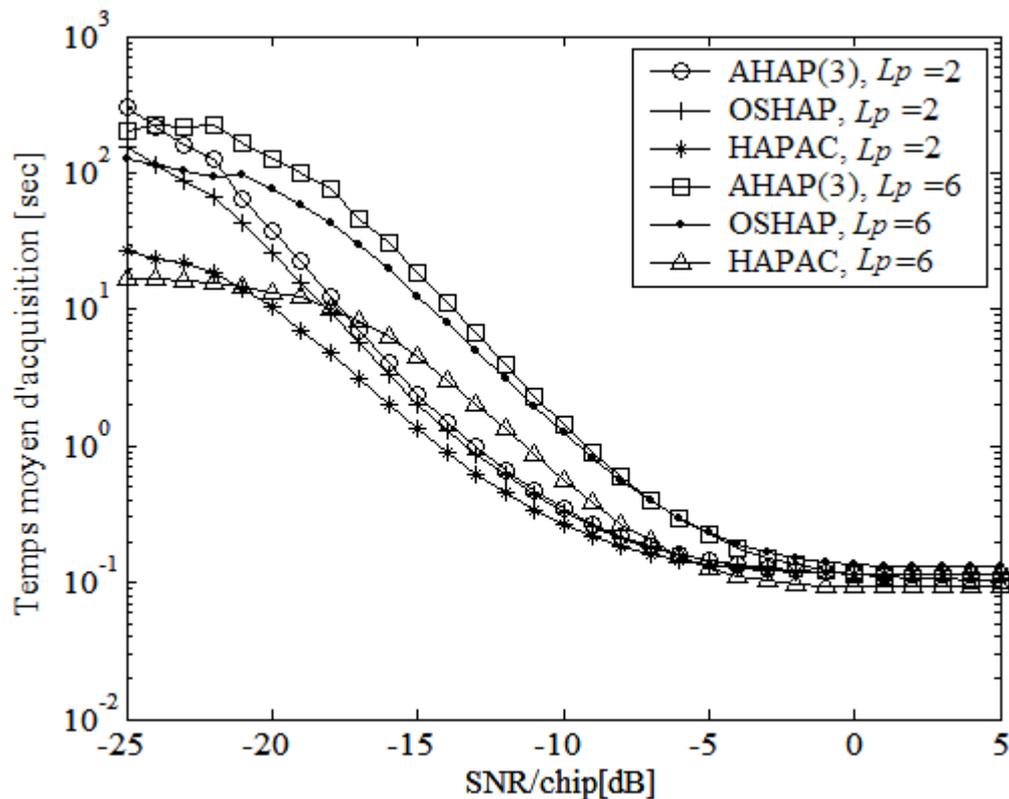
Fig.3.10.a montre les probabilités pour que le système détermine  $\hat{k}$  trajets, alors que le canal contient réellement  $L_p=2$  trajets. Comme nous pouvons nous y attendre, l'augmentation du  $SNR/chip$  donne une meilleure probabilité de détection du nombre exact des trajets multiples. Nous observons également que la probabilité de sous estimation augmente avec l'augmentation du nombre réel des trajets multiples. Toutefois, comme indiqué dans Fig.3.10.b, ce compromis n'a pas nécessairement d'impact sur la sensibilité de l'algorithme, car le système détecte plus de 4 trajets (4, 5 ou 6) dans 60% des cas, tandis que 6 trajets sont effectivement présents.

Considérons maintenant une comparaison du temps d'acquisition moyen en fonction du  $SNR/chip$  des systèmes HAPAC, OSHAP et AHAP(Ne) en présence de  $L_p$  trajets multiples avec un profile uniforme. Dans cette situation, la figure.3.11 décrit le cas où le canal de référence ne contient qu'un seul trajet. Nous observons que le HAPAC présente une légère amélioration du temps d'acquisition par rapport à l'AHAP(0) et à l'OSHAP pour les faibles valeurs du  $SNR/chip$ . Toutefois, pour les  $SNR/chip$  supérieures à -5 dB, les trois processeurs donnent lieu aux mêmes performances.



**Fig.3.11** Temps moyen d'acquisition du système AHAP, OSHAP et HAPAC en présence d'un seul trajet.

Pour illustrer l'avantage principal du système d'acquisition proposé, nous considérons deux différentes situations à trajets multiples de profile uniforme, à savoir un canal avec  $L_p=2$  et  $L_p=6$  trajets, respectivement. Comme montré dans la Figure.3.12., à partir de ces courbes, on constate que le processeur HAPAC présente une amélioration significative du temps d'acquisition moyen tant que le nombre réel de trajets multiples,  $L_p$ , est inférieur au nombre maximal toléré des trajets,  $L$ . Ce résultat montre clairement la capacité du système proposé à déterminer de façon dynamique et à annuler les composantes interférentes des trajets multiples qui peuvent se trouver dans le canal de référence.



**Fig.3.12** Temps moyen d'acquisition des processeurs AHAP, OSHAP et HAPAC dans un environnement à trajets multiples

### 3.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, un système de recherche adaptative hybride des codes PN, utilisant un algorithme séquentiel de censure des trajets multiples, a été proposé. Pour des raisons évidentes de mise en œuvre, nous avons proposé une architecture parallèle dans laquelle les tests successifs sont traités simultanément.

Les expressions exactes de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen ont été obtenues. Les performances du système proposé ont été analysées dans des canaux Rayleigh à évanouissement lent, en présence des trajets multiples. En outre, la robustesse du système proposé, en termes de probabilité de détection et de temps d'acquisition moyen, a été comparée à celle des systèmes conventionnels proposés dans la littérature; à savoir les processeurs AHAP et OSHAP. Aussi, nous avons étudié également les effets de divers paramètres opérationnels tels que le rapport signal sur bruit et le nombre de trajets multiples. Les résultats obtenus montrent que le système d'acquisition considéré est plus robuste que les systèmes conventionnels, en présence de trajets multiples. En outre, l'approche parallèlement suggérée offre un faible coût de calcul qui ne limite pas les applications en temps réel du système proposé.

# *CHAPITRE 4*

---

---

## *ACQUISITION HYBRIDE ADAPTATIVE DES CODES PN BASEE SUR LES STATISTIQUES D'ORDRES ET ADOPTANT UNE DIVERSITE D'ANTENNES*

---

---

### *Sommaire*

---

---

**4.1. INTRODUCTION**

**4.2. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE**

**4.3. FORMULATION DU PROBLEME**

**4.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS**

**4.5. CONCLUSION**

---

---

## 4.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous proposons un système d'acquisition hybride de codes PN basé sur les statistiques d'ordre et utilisant une diversité d'antennes. Tout au long de ce chapitre nous adoptons l'abréviation NC-OSHAP (Non Conventional-Order Statistic Hybrid Acquisition Processor) pour faire référence au système proposé. Afin d'effectuer la recherche de l'alignement de phase entre le code local et la séquence PN reçue, un détecteur à taux de fausse alarme constant est implémenté au niveau de l'étage de synchronisation. La procédure de détection utilise la valeur maximale des résultats de corrélation comme étant une cellule de test pour chaque élément d'antenne. Le seuil adaptatif est ensuite obtenu en utilisant les variables ordonnées résiduelles. L'approche dite « non conventionnelle » a été retenue pour réaliser l'intégration non-cohérente des signaux reçus par les différentes antennes. L'utilisation du terme non cohérent indique que l'information « phase » est perdue lors de ce traitement (somme de plusieurs signaux quadratiques). L'expression exacte de la probabilité de fausse alarme est développée, et les performances du système considéré sont étudiées pour un canal à évanouissement Rayleigh.

## 4.2. SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE

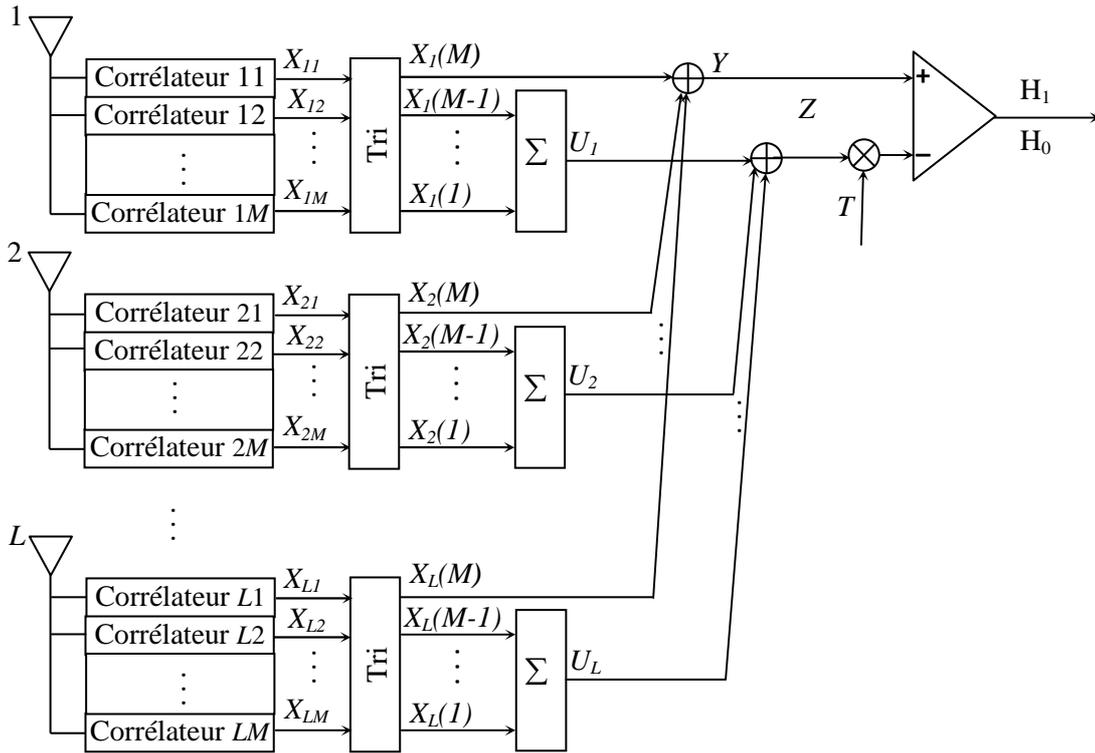
### 4.2.1. Description du système

Le schéma d'acquisition considéré se compose de  $L$  éléments d'antenne comme le montre la Figure.4.1. Chaque élément d'antenne est suivi par  $M$  corrélateurs disposés en parallèle. La structure interne des corrélateurs est donnée par la Figure.4.2.

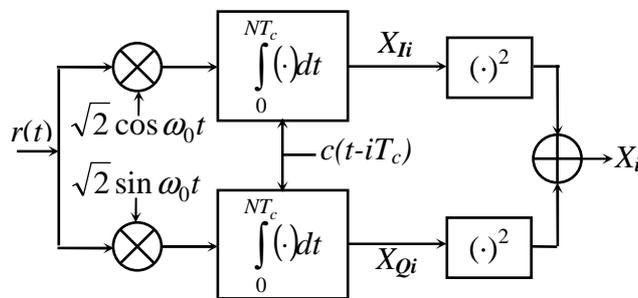
Nous supposons que les antennes sont spatialement séparées de plus d'une longueur d'onde de la fréquence porteuse, afin de minimiser la corrélation entre les observations reçues au niveau de chaque antenne. Ceci nous permet d'utiliser l'approche dite «non conventionnelle» proposée dans [28] et qui consiste à :

- Evaluer séparément les estimateurs locaux  $U_i$  pour chaque antenne.
- Construire le seuil adaptatif en fonction de l'estimateur global  $Z$ , par sommation des estimateurs locaux  $U_i$ .

La région d'incertitude  $L_c$ , qui représente le nombre total de cellules à tester, est partitionnée en  $L_I = \lceil \frac{L_c}{M} \rceil$  sous-régions. Où  $\lceil x \rceil$  désigne la plus petite valeur entière supérieure ou égale à  $x$ .



**Fig.4.1.** Schéma bloc du système d'acquisition adaptative hybride.



**Fig.4.2.** Structure interne des corrélateurs.

$M$  résultats de corrélation partielle sont pris simultanément dans chaque antenne. Par conséquent, le système prend  $L_i$  itérations pour tester toute la région d'incertitude. Chaque corrélateur  $j$ , pour les  $L$  antennes, teste les cellules ayant la même phase. Pour l'intégration non-cohérente, les cellules de chaque antenne  $i$  sont classées par ordre croissant, et les estimateurs de la puissance du bruit local ( $U_i$ ) sont évalués séparément en additionnant les  $(M-1)$  cellules les plus faibles [48]:

$$U_i = \sum_{j=1}^{M-1} X_i(j) \quad (4.1)$$

Les valeurs ordonnées  $X_i(1) \leq X_i(2) \leq \dots \leq X_i(M)$  correspondent aux statistiques d'ordre établies à partir des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées  $X_{ij}, j = 1, 2, \dots, M$  de chaque antenne  $i$ . Les statistiques  $U_i$  sont ensuite sommées pour obtenir l'estimation totale du niveau de bruit  $Z$ , et le facteur multiplicatif correspondant  $T$  est sélectionné pour maintenir une probabilité de fausse alarme désirée dans un environnement homogène.

$$Z = \sum_{i=1}^L U_i \quad (4.2)$$

La variable de décision  $Y$  correspond à la somme des corrélations maximales obtenues au niveau de toutes les antennes:

$$Y = \sum_{i=1}^L X_i(M) \quad (4.3)$$

L'acquisition du code PN est réalisée en effectuant un test statistique en vue de décider en faveur de l'hypothèse  $H_1$  (présence de synchronisation) ou de l'hypothèse  $H_0$  (absence de synchronisation), ce qui s'exprime par :

$$Y \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} ZT \quad (4.4)$$

Si la variable de décision  $Y$  dépasse le seuil adaptatif  $ZT$ , le système déclare que la phase du code correspondant à la plus grande variable de décision  $Y$  est la phase recherchée (cellule  $H_1$ ). Dans ce cas le mode de poursuite sera activé pour vérifier si cette première décision est correcte. Dans le cas contraire, le code PN local est décalé par  $MT_C$ , et les  $M$  cellules de la prochaine sous-région seront testées de la même manière.

### 4.3. FORMULATION DU PROBLEME

Dans cette section, nous analysons les performances du système d'acquisition dans les canaux à évanouissement de type Rayleigh. L'évanouissement est supposé suffisamment lent. Par conséquent, l'amplitude des chips varie de manière identique sur l'intervalle de corrélation [42]. Pour déterminer l'expression de la probabilité de fausse alarme, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Tous les échantillons sont supposés statistiquement indépendants.
- Sous l'hypothèse de non-alignement (cellule  $H_0$ ), la corrélation entre la séquence reçue et le code local, correspond à un bruit blanc additif gaussien. Ceci est la conséquence directe de la propriété d'orthogonalité des codes PN. Ainsi, de par leur nature quadratique, les cellules « non synchro »  $X_{ij}$  s'identifient à des variables aléatoires exponentiellement distribuées.
- La région d'incertitude correspond à la longueur totale du code  $L_c$ .

Les fausses alarmes du système proposé peuvent se produire dans les deux situations suivantes :

- **Cas 1.** Lorsque toutes les variables sont des cellules  $H_0$  et la cellule de test  $Y$  dépasse le seuil adaptatif.
- **Cas 2.** Lorsque la plus grande variable de décision  $Y$  dépasse le seuil adaptatif, alors qu'il existe une cellule  $H_1$  dans les variables restantes.

Les probabilités de fausse alarme correspondantes sont désignées respectivement par  $P_{fa/H_0}$  et  $P_{fa/H_1}$ . En utilisant la fonction génératrice des moments (MGF) et l'intégrale de contour [26], la  $P_{fa/H_0}$  peut être évaluée à partir de l'expression suivante :

$$P_{fa/H_0} = - \sum_j \text{Res} \left[ \omega^{-1} \Phi_{Y/H_0}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_j \right] \quad (4.5)$$

Où, Res désigne le résidu,  $\Phi_Z$  et  $\Phi_{Y/H_0}$  représentent, respectivement, la MGF de l'estimation totale du bruit  $Z$  et la MGF de la cellule de test  $Y$  sous l'hypothèse  $H_0$ . Les  $\omega_j$  sont les pôles de  $\Phi_{Y/H_0}$  situés dans le demi plan gauche des  $\omega$ . Etant donné que les variables  $U_i$  sont des processus aléatoires i.i.d (independent and identically distributed) et  $Z$  est la somme des  $U_i$ , la MGF  $\Phi_Z(\omega)$  est tout simplement le produit des MGF des variables  $U_i$ . En utilisant l'expression de la MGF  $\Phi_{U_i}$  donnée dans [48], où  $U_i$  représente la somme des  $(M-1)$  statistiques d'ordres faibles pour la  $i^{\text{eme}}$  antenne, nous obtenons:

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{i=1}^L \Phi_{U_i}(\omega) = [\Phi_{U_i}(\omega)]^L = \left[ \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j)\omega} \right]^L \quad (4.6)$$

De même, la MGF  $\Phi_{Y/H_0}$  peut être donnée par :

$$\Phi_{Y/H_0}(\omega) = \prod_{i=1}^L \Phi_{X_i(M)}(\omega) = [\Phi_{X_i(M)}(\omega)]^L \quad (4.7)$$

Où,  $\Phi_{X_i(M)}$  correspond à la MGF de la statistique d'ordre  $M$ , à savoir  $X_i(M)$ .

$$\Phi_{X_i(M)}(\omega) = E[e^{-\omega x}] = \int_0^{\infty} e^{-\omega x} f_{X_i(M)}(x) dx \quad (4.8)$$

Dans (4.8),  $f_{X_i(M)}$  représente la fonction de densité de probabilité de la statistique d'ordre  $M$ , donnée par :

$$f_{X_i(M)}(x) = M(1 - e^{-x})^{M-1} e^{-x} \quad (4.9)$$

En remplaçant (4.9) dans (4.8) et en développant la quantité  $(1 - e^{-x})^{M-1}$  à l'aide de la formule binomiale, l'intégration de (4.8) conduit à

$$\Phi_{X_i(M)}(\omega) = M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m+\omega} \quad (4.10)$$

En remplaçant (4.10) dans (4.7), puis (4.6) et (4.7) dans (4.5) et en évaluant les résidus aux pôles  $\omega_m = -(1+m)$  d'ordre  $L$ , on obtient la  $P_{fa/H_0}$ .

- Pour  $L = 1$ , on abouti aisément à

$$\begin{aligned} P_{fa/H_0} &= - \sum_j \operatorname{Re} s \left[ \omega^{-1} \left( M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m+\omega} \right) \left( \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j)(-T\omega)} \right), \omega_j \right] \\ &= M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m} \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j)(1+m)T} \end{aligned} \quad (4.11)$$

La résolution numérique de (4.11) permet de calculer la valeur du facteur  $T$  qui maintient une  $P_{fa}$  désirée.

En suivant les mêmes étapes, on peut déterminer la probabilité de détection

$$P_d = - \sum_j \operatorname{Re} s \left[ \omega^{-1} \Phi_{Y/H_1}(\omega) \Phi_Z(-T\omega), \omega_j \right] \quad (4.12)$$

$$\begin{aligned}
P_d &= - \sum_j \operatorname{Re} s \left[ \omega^{-1} \left( M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+(1+SNR)(m+\omega)} \right) \right. \\
&\quad \left. \left( \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j)(-T\omega)} \right), \omega_j \right] \\
&= M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m(1+SNR)} \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j) \left( m + \frac{1}{1+SNR} \right) T} \quad (4.13)
\end{aligned}$$

- Pour  $L=2$ , on obtient

$$P_{fa/H_0} = - \sum_j \operatorname{Re} s \left[ \omega^{-1} \left( M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m+\omega} \right)^2 \right. \\
\left. \left( \prod_{j=1}^{M-1} \frac{M-j+1}{M-j+1+(M-j)(-T\omega)} \right)^2, \omega_j \right] \quad (4.14)$$

Ce qui conduit à

$$P_{fa/H_0} = - \sum_j \frac{d}{d\omega} \left[ \left( \omega - \omega_j \right)^2 \left( M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m+\omega} \right)^2 \right. \\
\left. \omega^{-1} \left( \prod_{j=1}^{M-1} \left( 1 + \frac{M-j}{M-j+1} (-T\omega) \right)^{-2} \right) \right]_{\omega_j = -(1+m)} \quad (4.15)$$

En posant

$$F(\omega) = \left( \omega - \omega_j \right)^2 \left( M \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \binom{M-1}{m} \frac{1}{1+m+\omega} \right)^2 \quad (4.16)$$

$$G(\omega) = \omega^{-1} \left( \prod_{j=1}^{M-1} \left( 1 + \frac{M-j}{M-j+1} (-T\omega) \right)^{-2} \right) \quad (4.17)$$

Evaluons maintenant la dérivée dans (4.15) en posant

$$d_j = \frac{M-j+1}{M-j} \quad ; \quad \alpha_j = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{M-1} (d_j - d_i)^{-1} \quad (4,18)$$

$$\Psi(\omega) = \sum_{j=1}^{M-1} \frac{\alpha_j}{\omega - \frac{d_j}{T}}; \quad \Psi'(\omega) = - \sum_{j=1}^{M-1} \frac{\alpha_j}{\left(\omega - \frac{d_j}{T}\right)^2} \quad (4,19)$$

Pour obtenir

$$P_{fa/H_0} = - \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ 2M^2 \frac{A(\omega)C(\omega)}{\omega B(\omega)^3} \prod_{j=1}^{M-1} \left( 1 + \frac{M-j}{M-j+1} (-T\omega) \right)^{-2} \right. \\ \left. + \left[ \left( \frac{M}{T} \right)^2 \left( \frac{2\Psi(\omega)\Psi'(\omega)}{\omega} - \left( \frac{\Psi(\omega)}{\omega} \right)^2 \right) \right] \left[ \frac{MA(\omega)}{B(\omega)} \right]^2 \right\}_{\omega=-(1+m)} \quad (4,20)$$

où les quantités A(ω), B(ω) et C(ω) sont donnés par

$$A(\omega) = \sum_{i=0}^{M-1} (-1)^i \binom{M-1}{i} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} (1+j+\omega) \quad (4,21)$$

$$B(\omega) = \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{M-1} (1+i+\omega) \quad (4,22)$$

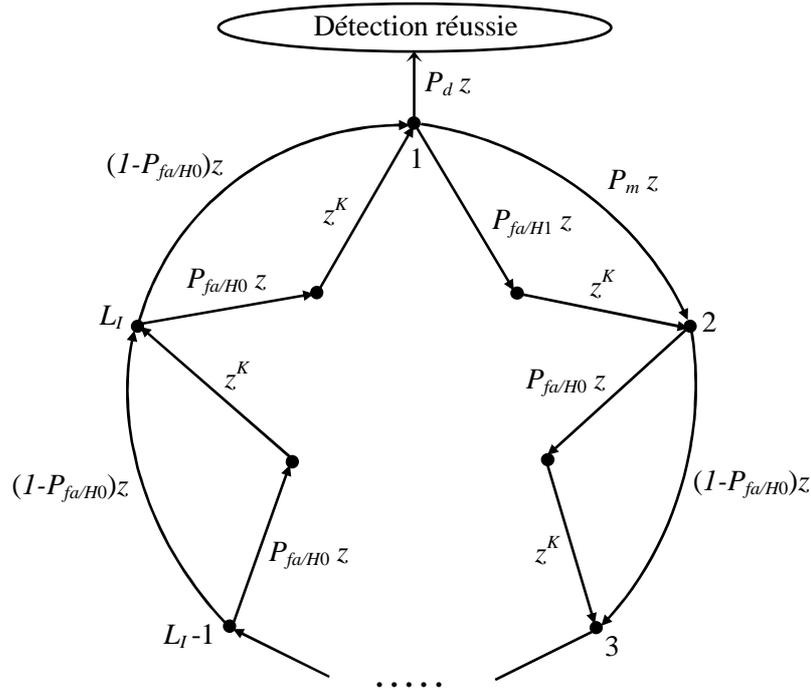
$$C(\omega) = \left[ \sum_{i=0}^{M-1} (-1)^i \binom{M-1}{i} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} \left( \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{M-1} (1+k+\omega) \right) \right] \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{M-1} (1+i+\omega) - A(\omega) \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{M-1} \left( \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{M-1} (1+j+\omega) \right) \quad (4,23)$$

D'autre part, la  $P_{fa}$  conditionnelle pour le cas 2 peut facilement être déterminé par  $P_{fa/HI}=1-P_d-P_m$ , où la probabilité de détection  $P_d$  et celle de la perte de détection (miss)  $P_m$  sont calculées numériquement.

Le temps d'acquisition moyen du système proposé en présence d'un seul trajet dans le canal, est déterminé en utilisant le diagramme d'état [42] illustré dans Figure.4.3. Ce temps moyen, noté  $T_{acq}$ , s'exprime comme suit

$$T_{acq} = NT_c \left[ \frac{1}{P_d} \left( 1 + (1 - P_d) \left( 1 + KP_{fa/H_0} \right) (L_I - 1) + KP_{fa/H_1} \right) + \frac{(L_I - 1)}{2} \left( 1 + KP_{fa/H_0} \right) \right] \quad (4,24)$$

où  $KT_c$  représente le temps de pénalité. Si on considère la présence de plusieurs trajets dans le canal, le temps d'acquisition moyen est donné par la relation (3.41), développée dans le chapitre précédent.



**Fig.4.3.** Diagramme d'état du système d'acquisition hybride en présence d'un seul trajet.

#### 4.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, les performances du système d'acquisition adaptative proposé sont évaluées par des simulations, moyennant la méthode de Monte Carlo. Aussi, à titre d'illustration, les valeurs suivantes ont été choisies

- Nombre de corrélateurs,  $M = 10$ .
- Nombre d'antennes,  $L = 2$ .
- La durée du chip,  $T_c = 1\mu s$ ,
- Un code PN périodique de longueur  $L_c = 1024$ ,
- Une corrélation partielle de durée  $N = 256$ .
- Une constante de pénalité  $K = 10^4$ .

- Un taux de fausse alarme de  $10^{-3}$ .
- Les performances du système sont analysées dans un canal à évanouissement lent décrit par une distribution de Rayleigh.
- La mise à jour du processus de recherche est de  $T_c=1 \mu s$ , ce qui donne une région d'incertitude de longueur  $L_c$ .
- Les simulations sont effectuées selon la technique de Monte-Carlo moyennant  $10^5$  essais indépendants pour chaque calcul.

Comme critère de performance, nous avons utilisé la probabilité de détection et le temps d'acquisition moyen, évalués pour différents paramètres du système.

La figure.4.4 représente la probabilité de détection du système proposé en fonction du rapport signal sur bruit par chip (SNR/Chip). Cette caractéristique est paramétrée par le nombre de corrélateurs  $M$  ( $M = 5, 10$ ) dans un milieu homogène, ce qui suppose la présence d'un seul trajet dans le canal de référence. Le système proposé donne, en termes de probabilité de détection  $P_d$ , de meilleures performances comparativement au système à antenne unique. En outre, nous remarquons que la probabilité de détection augmente considérablement avec le nombre de corrélateurs, ce qui est vraisemblablement prévisible.

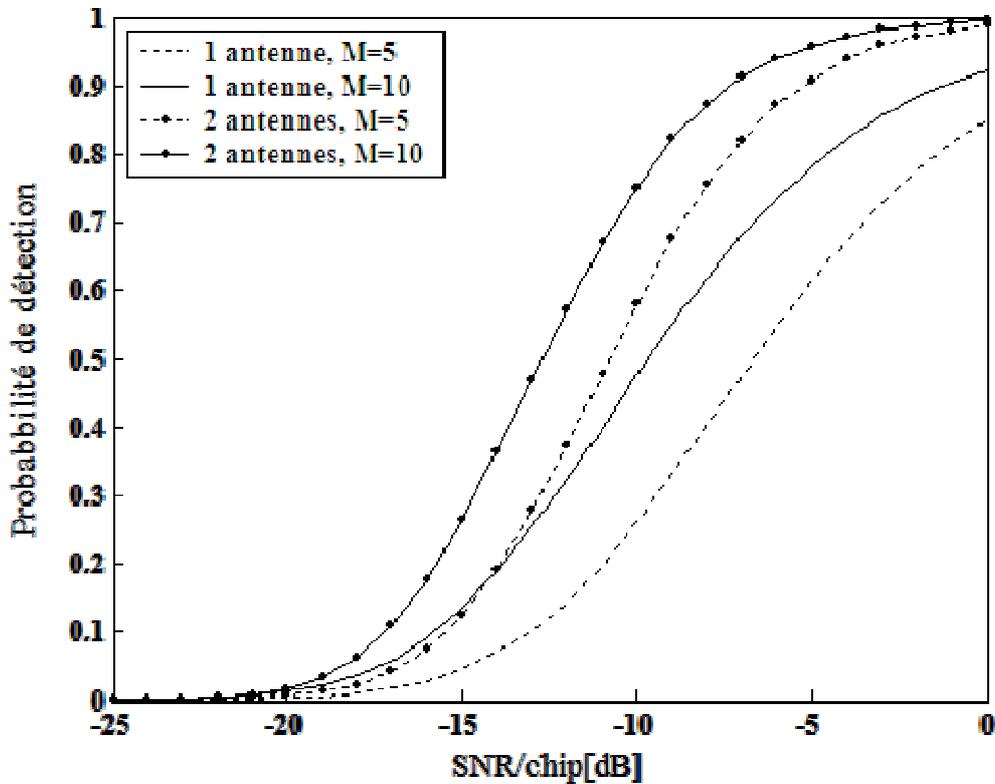


Fig.4.4.  $P_d$  en présence d'un seul trajet dans le canal.

La figure.4.5 illustre la probabilité de détection pour une et deux antennes en présence d'un seul, de deux et de trois trajets multiples décrits par un profil à décroissance uniforme. Comme prévu, la présence des signaux des trajets multiples dans le canal de référence dégrade les performances de détection. Cependant, il est clairement montré que la diversité d'antenne améliore la détectabilité.

Dans la même optique que précédemment, nous avons évalué l'influence de ce paramètre sur le temps d'acquisition moyen. D'après la figure 4.6, qui représente le temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/chip pour  $M = 10$  corrélateurs et en utilisant une et deux antennes, nous remarquons que plus le nombre d'antennes est important plus le temps d'acquisition moyen est faible, ce qui se traduit par une plus grande rapidité d'acquisition du code PN.

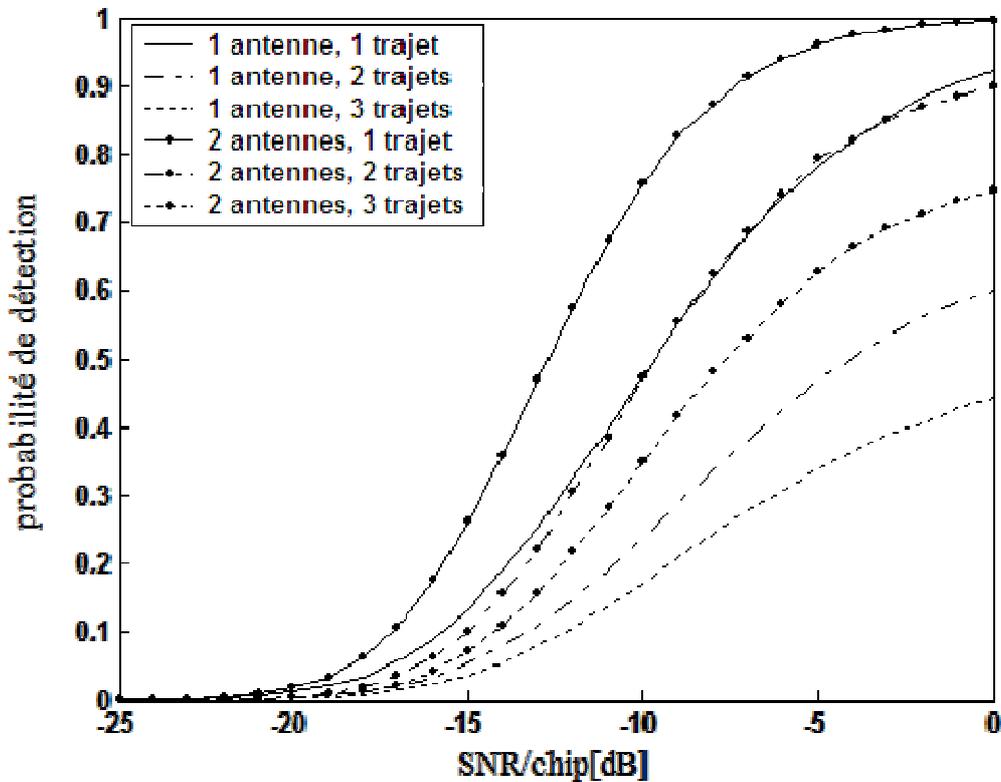
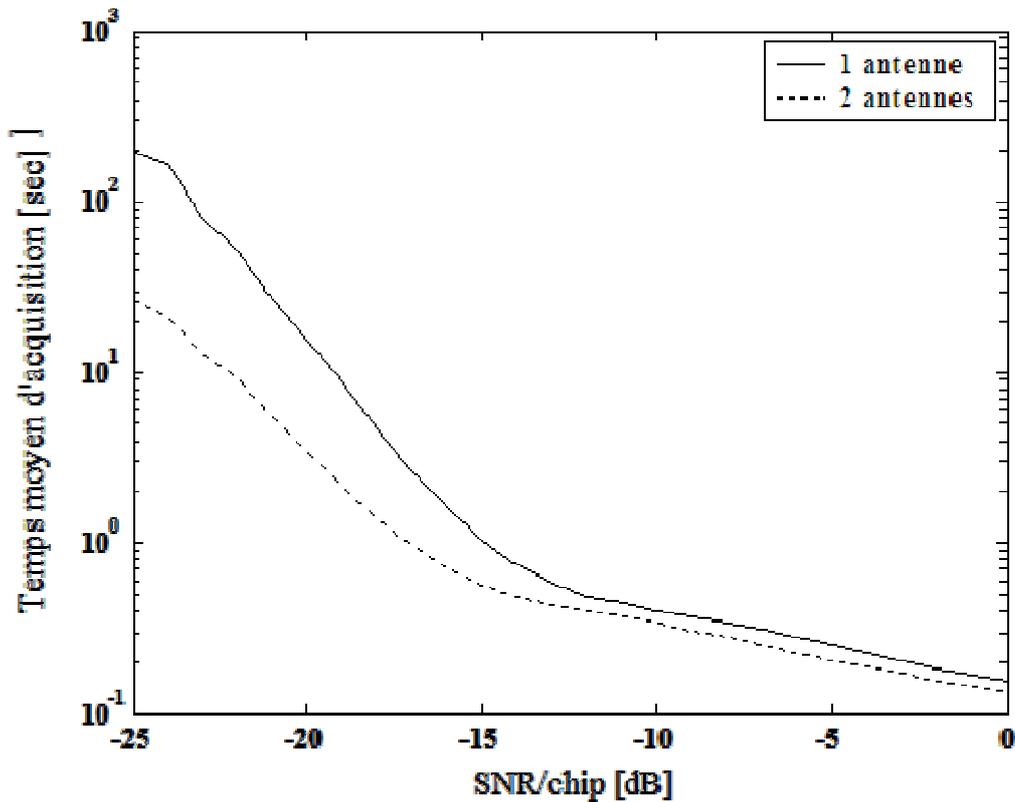
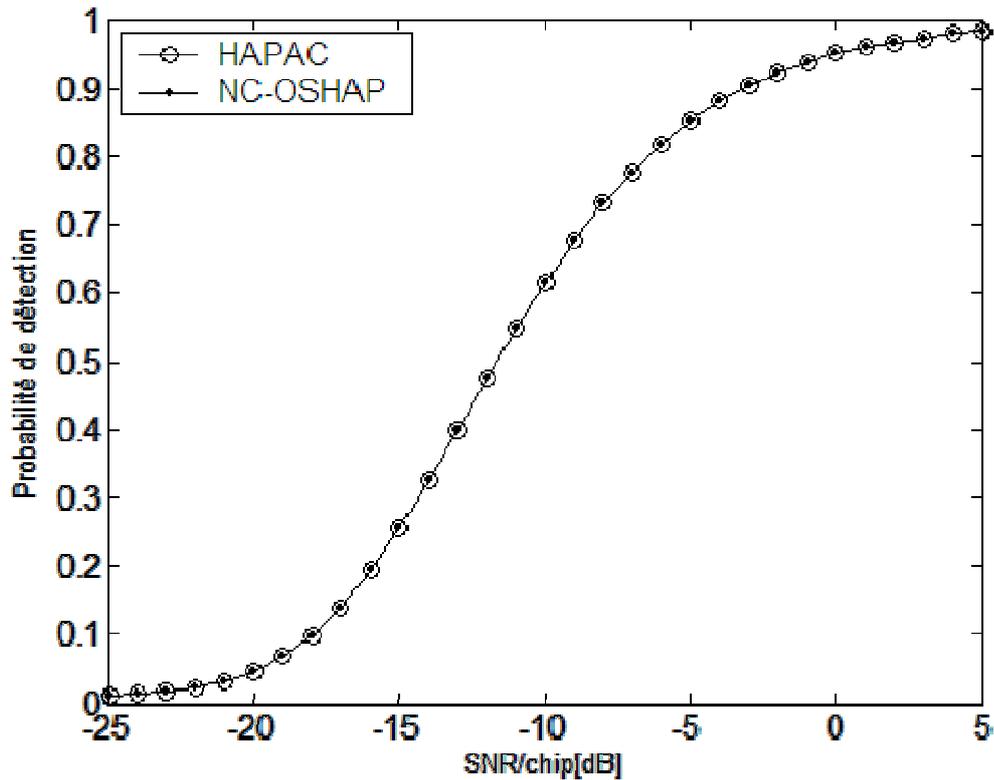


Fig.4.5.  $P_d$  dans un environnement à trajets multiples à une et deux antennes.



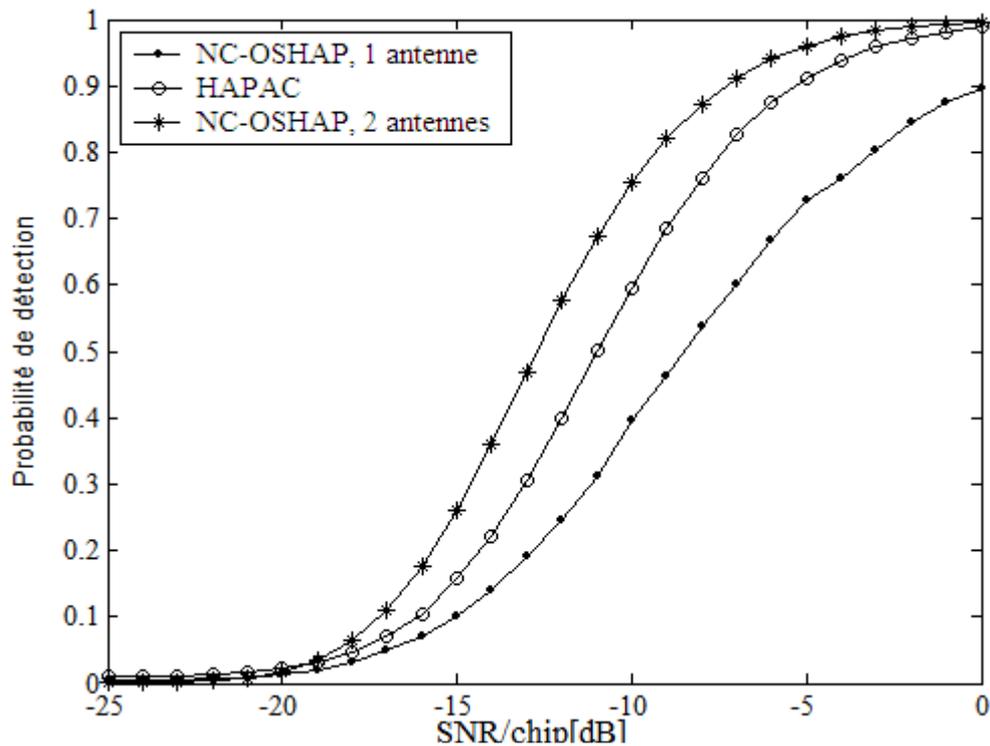
**Fig.4.6.** Temps moyen d'acquisition en présence d'un seul trajet.

Dans la figure 4.7, nous présentons une étude comparative des probabilités de détection dans un environnement homogène. La comparaison porte sur le processeur NC-OSHAP fonctionnant avec une seule antenne et le système HAPAC présenté dans le chapitre précédent. Cette comparaison a été effectuée pour les paramètres suivants :  $M=17$  corrélateurs,  $N=256$  chips et  $P_{fa}=10^{-3}$ . Nous remarquons que les deux processeurs donnent les mêmes performances. Cela est dû au fait qu'en présence d'un seul trajet, seul le dernier détecteur (parmi les  $L$ ) du HAPAC donne une décision  $H_1$  ( $d_L=1$ ). Dans ce cas, la structure du HAPCA est équivalente à celle du NC-OSHAP à une seule antenne.



**Fig.4.7.** Comparaison entre les probabilités de détection du NC-OSHAP et HAPAC dans un environnement sans trajets multiples.

Dans la figure 4.8, nous avons considéré une situation avec deux trajets multiples. Nous avons considéré les deux cas (une et deux antennes) pour le processeur NC-OSHAP. Nous pouvons clairement observer que le processeur HAPAC donne une meilleure probabilité de détection en présence des trajets multiples. En contre partie, le processeur NC-OSHAP présente une amélioration substantielle en tirant profit de l'architecture à diversité d'antennes; principe de base autour duquel s'articule le fonctionnement de ce système.



**Fig.4.8.** Comparaison entre les probabilités de détection du NC-OSHAP et HAPAC en présence de deux trajets.

#### 4.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, un système d'acquisition adaptative à recherche hybride de codes PN, adoptant une diversité d'antennes avec intégration non conventionnelle a été proposé et analysé. Le seuil de détection varie de manière adaptative en fonction de l'environnement en cours. L'expression exacte de la probabilité de fausse alarme a été obtenue pour le cas d'une seule et de deux antennes. Les performances du système proposé ont été analysées et évaluée dans un canal de type Rayleigh en présence des trajets multiples. Les effets de divers paramètres fonctionnels tels que le rapport signal sur bruit, le nombre d'antennes, le nombre de corrélateurs et le nombre de trajets multiples ont été également étudiés. Les résultats obtenus montrent que l'intégration non-conventionnelle des signaux provenant de plusieurs antennes améliore les performances de détection ainsi que le temps d'acquisition moyen.

# *CHAPITRE 5*

---

---

## *CONCLUSION GENERALE*

---

---

### *Sommaire*

---

---

*5.1. CONCLUSION*

*5.2. PERSPECTIVES*

---

---

## 5.1. CONCLUSION

La synchronisation du code PN est une étape clé dans l'étude des systèmes de communication à spectre étendu. L'objectif principal de ce travail s'inscrit dans ce cadre. Plus particulièrement, il s'agit d'améliorer les performances, en termes de détection et de temps d'acquisition, de la synchronisation des codes PN.

En guise de préliminaire au travail présenté, nous avons consacré les deux premiers chapitres de cette thèse à la présentation des différentes techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communications mobiles et particulièrement l'accès multiple par division de code (CDMA). Nous avons donné également un aperçu du principe des systèmes à étalement de spectre par séquences directes. Dans ce contexte, la partie émission, les canaux de transmission, l'étage de réception ainsi que les méthodes de génération des codes d'étalement ont été détaillés.

Notre travail s'articulant principalement autour de l'acquisition adaptative des codes PN, nous avons jugé utile de dresser un récapitulatif des stratégies de recherche de codes (série, parallèle et hybride), tout en accordant une attention particulière au concept de la détection adaptative. Nous avons enfin établi l'état de l'art en décrivant, d'une manière succincte, les principaux travaux publiés qui traitent du problème de l'acquisition des codes PN.

Comme principale contribution, nous avons proposé deux schémas d'acquisition du code PN qui ont fait l'objet des chapitres 3 et 4. Le premier est un système d'acquisition adaptative qui utilise une stratégie de recherche hybride des séquences PN. L'étude a été effectuée en considérant un canal à évanouissement sélectif en fréquence, obéissant à une loi Rayleigh. La caractéristique principale du système proposé réside en sa capacité à estimer de façon dynamique le nombre des trajets multiples dans le canal de référence. A cet effet, nous avons mis au point une technique de censure automatique pour éviter l'effet de masque dû à la présence des trajets multiples. Nous avons conduit les développements mathématiques pour le calcul de la probabilité de fausse alarme et le temps d'acquisition moyen. Les performances du système proposé ont été comparées à celles des systèmes publiés dans la littérature spécialisée, en l'occurrence les processeurs AHAP (Adaptive Hybrid Acquisition Processor) et OSHAP (Order Statistic Hybrid Acquisition Processor). Les résultats obtenus ont clairement montré que le processeur proposé est plus robuste, plus particulièrement en présence d'interférences, que les processeurs conventionnels ci-dessus mentionnés.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié et analysé un deuxième schéma d'acquisition du code, basé sur les statistiques d'ordre et utilisant une diversité d'antenne. La

procédure de détection proposée utilise la corrélation maximale en tant que cellule de test pour chaque élément d'antenne. Le seuil adaptatif est obtenu en utilisant les variables ordonnées résiduelles. Nous avons implémenté une approche dite « non conventionnelle » pour effectuer l'intégration non-cohérente des signaux provenant des différentes antennes. Les expressions exactes de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen ont été obtenues. Enfin, les résultats obtenus par simulations ont été analysés en vue de l'évaluation qualitative de notre système.

## 5.2. PERSPECTIVES

En termes de perspectives, il serait intéressant d'évaluer les performances des deux systèmes (HAPAC et NC-OSHAP) en présence de plusieurs usagers, puisqu'il s'agit véritablement d'un système à accès multiples.

Dans un souci de minimisation du temps moyen d'acquisition des codes PN, nous avons proposé une architecture parallèle de l'algorithme HAPAC. Aussi, dans le domaine de la « matérialisation Hardware », nous recommandons l'étude de l'implémentation de cette architecture sur circuit cible (PLD ou FPGA), aussi bien du point de vue comportemental que de celui de la synthèse.

S'agissant enfin du canal de transmission, des études peuvent également être menées afin de tester la robustesse du système d'acquisition vis-à-vis des différents types d'évanouissement.

# ***BIBLIOGRAPHIE***

- 
- 
- [1] H. H. Chen, *The Next Generation CDMA Technologies*. England: John Wiley & Sons, Ltd. 2007.
- [2] R. Steele, C. C. Lee and P. Gould, *GSM, cdmaOne and 3G Systems*. Chichester: John Wiley & Sons, 2001.
- [3] Le site web de wireless center <http://www.wireless-center.net>.
- [4] UMTS Forum Report, "Market Potential for 3G LTE," January 2008.
- [5] ETSI Project Broadband Radio Access Networks, "Broadband Radio Access Networks (BRAN) : HiperMAN Physical (PHY) Layer," *ETSI Technical Specification ETSI TS 102 177 V1.3.1*, February 2006.
- [6] W. Kluge et al, "A Fully Integrated 2.4-GHz IEEE 802.15.4-Compliant Transceiver for ZigBee Applications," *IEEE J. Solid-state Circuits*. vol. 41, No. 12, pp 27676-2775, December 2006.
- [7] J. Lansford, "Home RF: Bringing Wireless Connectivity Home," *Intel Home RF technology Tutorial*, April 1999.
- [8] R. L. Freeman, *Radio System Design for Telecommunications*. Second Edition, John Wiley & Sons Inc, West Sussex, England, 1997.
- [9] S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Pilot symbole-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-CDMA mobile radio reverse link," *IEICE Trans. Fundamentals*, E80-A, 12, 2445-1454, 1997.
- [10] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile communication systems Part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, pp. 90-100, July 1997.
- [11] J. G. Proakis, *Digital communications*. Third Edition, New York: McGraw-Hill, 1995.
- [12] G. R. Cooper, *Modern communications and spread spectrum*. New York: McGraw-Hill. 1986.
- [13] H. Hashemi, "The Indoor Radio propagation Channel," *Proceedings of IEEE*, vol.81, No. 7, pp 943-968, July.1993.
- [14] L. L. Yang and L. Hanzo, "Blind soft-detection assisted frequency hopping multicarrier DS-CDMA systems," *Proceedings Of IEEE GLOBECOM'99*, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 842-846, December 5-9 1999.
- [15] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of spread spectrum communication*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [16] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—A tutorial," *IEEE Transactions on Communications*, vol. com-30, pp. 855-884, May 1982.

- 
- 
- [17] K. S. Zigangirov, *Theory of Code Division Multiple Access Communications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2004.
- [18] A. Polydoros, and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition—Part 1 and 2," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, No.5, pp. 542-560, 1984.
- [19] D. M. Dicarlo and C. L. Weber, "Multiple Dwell Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 31, No. 5, pp. 650-659, 1983.
- [20] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel," *IEEE Trans on Communications*, vol. 38, No. 7, pp. 992-998, 1990.
- [21] W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, No. 4, pp. 643-656, 1996.
- [22] C.J. Kim, D. Lee, T.W. Hwang, H.J. Lee and H.S. Lee, "Adaptive Hybrid Acquisition of PN Sequences for DS-SS Communications," *Electronics Letters*, vol. 34, No. 10, pp. 939-940, 1998.
- [23] M. KATZ, "Code acquisition in advanced CDMA Networks," academic dissertation, oulun yliopisto, oulu, 2002.
- [24] J. H. Jinatti, "On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals," *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 18, No. 1, pp. 62–72, 2000.
- [25] H. Rohling, "Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations," *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. AES-19, No. 4, pp. 608-621, 1983.
- [26] X.Y. Hou, N. Morinaga and T. Namekawa, "Direct Evaluation of Radar Detection Probabilities," *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, vol. 23, No. 4, pp. 418-423, 1987.
- [27] J. A. Ritcey, and J. L. Hines, "Performance of MAX family of order-statistic CFAR detectors," *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. AES-271, pp. 48-57, 1991.
- [28] M. B. El Mashade, "Detection analysis of linearly combined order statistic CFAR algorithms in nonhomogeneous background environments," *Signal processing* vol. 68, pp. 59-71, 1998.
- [29] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition Time Performance of PN Spread- Spectrum Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, pp. 778-783, August. 1977.

- 
- 
- [30] D. Torrieri, *Principles of spread-spectrum communication systems*. New York: Springer, 2005.
- [31] G. F. Sage, "Serial synchronization of pseudonoise systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 12, pp. 123-127, December 1964.
- [32] S. Tantaratana, A. W. Lam, and P. J. Vincent, "Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, No. 4, pp. 1738-1745, 1995.
- [33] L. B. Milstein, J. Gevargiz, and P. K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread-spectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-33, pp. 593-600, July 1985.
- [34] U. Madhow and M. B. Pursley, "Acquisition in direct-sequence spread spectrum communication networks: An asymptotic analysis," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 39, pp. 903-912, May 1993.
- [35] R. R. Rick and L. B. Milstein, "Parallel acquisition of spread-spectrum signals with antenna diversity," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, No. 8, pp. 903-905, 1997.
- [36] J. LI and S. Tantaratana, "Optimal and suboptimal coherent acquisition schemes for PN sequences with data modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. CON-43, No. (2/3/4), pp. 554-564, 1995.
- [37] S.S. Rappaport and D. M. Grieco, "Spread-spectrum signal acquisition: method and technology," *IEEE Communication Magazine*, vol. COM-22, pp. 6-21, June 1984.
- [38] Y. T. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-36, pp. 724-733, June 1988.
- [39] K. K. Chawla and D. V. Sarwate, "Acquisition of PN sequences in chip synchronous DS/SS Systems using a random sequence model and the SPRT," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 2325-2334, June 1994.
- [40] U. Cheng, "Performance of class of parallel spread-spectrum code acquisition schemes for PN in the presence of data modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-36, pp. 596-604, May 1988.
- [41] C. J. Kim, T. W. Hwang, H. J. Lee, and H. S. Lee, "Acquisition of PN code with adaptive threshold for DS/SS communications," *IEE Electronics Letters*, vol. 33, No. 7, pp. 1352-1354, 1997.
- [42] H. S. Oh, C. H. Lim, and D. S. Han, "Adaptive hybrid PN acquisition with antenna diversity in DS-CDMA systems," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E85-B, No. 4, pp. 716-722, April 2002.
- [43] H. S. Oh, and D. S. Han, "An adaptive double-dwell PN code acquisition system in DS-CDMA communications," *Signal Processing*, vol. 85, No. 12, pp. 2327-2337, 2005.

- 
- 
- [44] C. J. Kim, H. J. Lee, and H. S. Lee, Adaptive acquisition of PN sequences for DS/SS communications. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, No. 8, pp. 993-996, 1998.
- [45] C. J. Kim, "Adaptive acquisition of PN code in multipath fading mobile channels," *Electronics Letters*, vol. 38, No. 2, pp. 135-137, 2002.
- [46] L. Hacini, A. Farrouki, and Z. Hammoudi, "Hybrid acquisition scheme of PN codes using order statistics-based detection and antenna diversity," In *Proceedings of WDD2007, Pisa, Italy*, pp. 42-45, June 2007.
- [47] Y. Song, and G. Hu, "Adaptive acquisition of PN code using excision CFAR detector in multipath fading mobile channels," *Electronics Letters*, vol. 40, No. 5, pp. 338-339, March 2004.
- [48] A. Aissaoui, Z. Hammoudi, and A. Farrouki, "Adaptive pseudo-noise code acquisition scheme using automatic censoring for DS/SS communication in frequency-selective Rayleigh fading channel," *IET Communications*, vol. 2, No. 2, pp. 359-365, 2008.
- [49] A. Farrouki and M. Barkat, "Automatic censored mean level detector using a variability-based censoring with non-coherent Integration," *Signal processing*, vol. 87, No. 6, pp. 1462-1473, 2007.
- [50] S. D. Himonas, and M. Barkat, "Automatic censored CFAR detection for nonhomogeneous environments," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, No.1, 286-304, 1992.
- [51] D. Xu, G. Zhao and Z. Yu, "The performance analysis of rapid PN code acquisition using iterative message passing algorithm," *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Harbin, China, pp. 2450-2455, August 2007.
- [52] S. Yeom, Y. Jung and S. Lee, "An adaptive threshold technique for fast PN code acquisition in DS-SS systems," *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, vol. 60, No. 6, pp. 2870-2875, July 2011.
- [53] O. S. Shin and K. B. Lee, "Use of antennas for DS/CDMA code acquisition," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 2, pp. 424-430, May 2003.
- [54] J. Salz and J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 1049-1057, November 1994.
- [55] D. Chizhik, F. R. Farrokhi, J. Ling and A. Lozano, "Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels," *IEEE Communications letters*, vol. 4, pp. 337-339, November 2000.
- [56] L. L. Yang, and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, No. 2, pp. 617-628, 2001.

- [57] O. S. Shin, and K. B. Lee, "Utilization of multipath for spread-spectrum code acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, No. 4, pp. 734-743, 2001.
- [58] R. R. Rick, and L. B. Milstein, "Parallel acquisition in mobile DS-CDMA system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, No. 11, pp. 1466-1476, 1997.
- [59] H. A. David, *Order statistics*. New York: Wiley, 1981.
- [60] A. Papoulis, *Probability, random variables and stochastic processes*. New York: McGraw-Hill, 1965.