

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

Thèse

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de
Docteur en Sciences en Electronique

Thème

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

Option

TRAITEMENT DU SIGNAL

Par

Amel AISSAOUI

DEVANT LE JURY :

<i>PRESIDENT :</i>	K. BELARBI	Professeur	Université de Constantine
<i>RAPPORTEUR</i>	Z. HAMMOUDI	Maître de Conférences	Université de Constantine
<i>EXAMINATEURS :</i>	A. BELOUCHRANI	Professeur	ENP Alger
	F. SOLTANI	Professeur	Université de Constantine
	M. BENYOUCEF	Maître de Conférences	Université de Batna

Jun 2008

La science n'est rien d'autre que l'image de la vérité. Car la vérité d'être et la vérité de connaître sont une seule et même chose et ne diffèrent pas plus entre elles que le rayon direct et le rayon réfléchi.

Francis BACON (1561-1626).

Se permettre de tout penser serait manquer de savoir vivre : les meilleures preuves de respect qu'on puisse donner à l'intelligence du lecteur, c'est de lui laisser quelque chose à penser.

Lawrence STERNE (1713-1768).

L'étalement du spectre par séquence directe occupe une place prépondérante dans les systèmes de télécommunication mobile utilisant la technique d'accès multiples par répartition de code : se sont les systèmes dits de troisième génération (3G). En effet, ces systèmes permettent des trafics de données diverses à très hauts débits et l'accès simultané d'un très grand nombre d'utilisateurs. Pour exploiter les avantages d'un signal DS/SS, le récepteur doit être parfaitement synchronisé sur l'émetteur, ce qui signifie que le code dans le récepteur est exactement aligné sur celui de l'émetteur. Cette opération est réalisée en deux étapes : l'acquisition (la synchronisation grossière) et la poursuite (la synchronisation fine). L'objectif de ce travail de thèse est d'améliorer les performances de l'acquisition du code. Pour cela, deux schémas d'acquisition sont proposés et analysés.

Le premier schéma, que nous avons baptisé ACAP, est étudié pour un canal à évanouissement selon une loi Rayleigh. Le système proposé s'appuie sur une stratégie de recherche série et un algorithme de censure automatique qui permet d'éliminer les interférences sans la connaissance *a priori* du nombre de trajets multiples reçus. Les performances, en terme de détection et de temps d'acquisition moyen, sont évaluées et comparées avec les systèmes d'acquisition adaptative conventionnels basés sur la censure à point fixe. Il est montré que l'ACAP est plus robuste, et en particulier en présence d'interférences dues aux trajets multiples. Pour évaluer les performances de notre détecteur nous avons considéré plusieurs hypothèses telles que : le nombre de trajets multiples, le temps d'observation et le rapport signal-sur-bruit (SNR), etc....

Le deuxième schéma, baptisé FAHAP, combine une structure avec une diversité d'antennes et une stratégie hybride. Le système proposé utilise deux détecteurs adaptatifs flous (CA-CFAR et OS-CFAR). Chaque détecteur calcule la valeur de la fonction d'appartenance dans l'espace des fausses alarmes par

l'utilisation des échantillons des cellules de la fenêtre de référence. Cette valeur réelle est transmise à un centre de fusion flou. Un deuxième centre de fusion flou, placé en cascade, est utilisé pour déduire le degré d'appartenance global. Les différentes expressions des probabilités de fausse alarme ainsi que le temps d'acquisition moyen ont également été démontrés. La robustesse du système proposé est analysée pour différents paramètres telles que : le degré de parallélisme, le nombre de trajets multiples, le SNR, le nombre d'antennes, etc.... Les résultats de simulation montrent que les performances de FAHAP sont très significatives par rapport à celles proposées dans la littérature.

Direct sequence / spread spectrum (DS/SS) is widely used in CDMA- based systems for third generation (3G) networks. Indeed, the 3G systems allow high data rates transmissions and the simultaneous access of a very large number of users. To exploit the advantages of DS/SS signal, the receiver must be able to synchronize with the locally generated pseudonoise (PN) code with the incoming one. This is done in two steps; acquisition (coarse alignment), which will be addressed in this thesis, and tracking (fine alignment). To this end, two acquisition schemes are proposed and analyzed.

The first scheme, named ACAP (Automatic Censoring Acquisition Processor), is studied on multipath Rayleigh fading channel. The proposed system combines a serial strategy and an Automatic Censored Cell Averaging CFAR detector. The system under consideration does not require any *a priori* information about the number of interferences caused by the presence of multipath signals in the reference channel. The mean acquisition time and the detection performances of the proposed processor are evaluated and compared with those of the conventional adaptive acquisition scheme based on fixed point censoring detector. It is shown that the considered adaptive acquisition scheme outperforms significantly the conventional ones. The effects of various parameters on the acquisition performance, namely the number of resolvable paths, the partial correlation length and the signal-to-noise ratio (SNR) are also investigated.

The second scheme, named FAHAP (Fuzzy Adaptive Hybrid Acquisition Processor), combines antenna diversity and a hybrid strategy. The proposed scheme uses two fuzzy adaptive detectors (CA-CFAR and OS-CFAR). Each detector computes the value of the membership function to the false alarm space from the samples of the reference cells and transmits it to the fuzzy fusion centre. We use two levels of the fuzzy fusion to deduct the global membership degree. The performance

of the proposed acquisition schemes is analyzed in frequency-selective Rayleigh fading channel. Numerical results show that the FAHAP scheme significantly outperforms the schemes proposed in the literature. The effects of a degree of parallelism, the number of resolvable paths, the signal-to-noise ratio (SNR) and the number of antennas on the acquisition performance are also investigated.

() : ()

()

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier avec tous les sentiments de respect mon encadreur Dr Zoheir HAMMOUDI, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Constantine, qui de part ses précieux conseils m'ont été d'un grand apport pour l'élaboration de ma thèse.

Je témoigne ma profonde gratitude au Dr Atef FARROUKI, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Constantine, qui n'a épargné aucun effort lors des différentes discussions fructueuses que nous avons partagé.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Mr Khaled BELARBI, professeur au département d'électronique de l'université de Constantine, d'avoir accepté de présider le jury.

J'adresse tous mes remerciements à Messieurs :

Adel BELOUHRANI, professeur à l'école nationale polytechnique, d'Alger, Faouzi SOLTANI, professeur au département d'électronique de l'université de Constantine, Moussa BENYOUCEF, maître de conférences au département d'électronique de l'université de Batna, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.

Un grand merci également à ma famille et à mes amies, en particulier H. Latifa HACINI, A. Nabila, A. Chafika, C. Soumya, pour leur soutien permanent et leurs encouragements.

TABLE DES MATIERES

	Page
<i>LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS</i>	XII
<i>LISTE DES FIGURES</i>	XIV
<i>LISTE DES TABLEAUX</i>	XVII
CHAPITRE 1 INTRODUCTION GENERALE	
1.1. Introduction	2
1.2. Les caractéristiques du signal de propagation dans un environnement radio-mobile	2
1.2.1. Atténuation due aux effets de masques	3
1.2.2. Atténuation due aux arbres	3
1.2.3. Atténuation due à l'atmosphère	3
1.2.4. Diffraction	4
1.2.5. Trajets multiples (multipaths)	4
1.2.6. Brouillages (bruits)	6
1.2.7. Interférences	7
1.3. Méthodes d'accès multiples	8
1.3.1. Accès multiples par la répartition dans les fréquences (FDMA)	9
1.3.2. Accès multiples par la répartition dans le temps (TDMA)	11
1.3.3. Accès multiples par la répartition dans les codes (CDMA)	13

1.4. Organisation de la thèse	14
--------------------------------------	-----------

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

2.1. Introduction	17
2.2. Principe de l'étalement du spectre	17
2.2.1. Historique	19
2.2.2. Pourquoi étaler le spectre ?	20
2.2.3. Exemple d'application	22
2.3. Etalement de spectre par séquence directe	22
2.3.1. Modélisation du signal au niveau de l'émetteur	24
2.3.2. Les codes d'étalement et d'accès multiples	25
2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement	25
2.3.4. Dé-étalement en réception	33
2.4. Canaux de transmission	34
2.4.1. Canal binaire symétrique	34
2.4.2. Canal à bruit additif blanc Gaussien	35
2.4.3. Canal à évanouissement	36
2.5. Synchronisation du code	42
2.5.1. Synchronisation grossière : l'Acquisition	43
2.5.2. Poursuite du code (Code tracking)	46
2.6. Etat de l'art	48
2.7. Conclusion	53

CHAPITRE 3 ACQUISITION ADAPTATIVE DU CODE PN UTILISANT UNE CENSURE AUTOMATIQUE

3.1. Introduction	56
3.2. Formulation du problème et description du système	56
3.2.1. Hypothèses de base	56

3.2.2. Censure automatique	60
3.3. Analyse des performances	62
3.3.1. Probabilité de détection et taux de fausse alarme	62
3.3.2. Temps d'acquisition moyen	65
3.4. Résultats et discussions	68
3.5. Conclusion	73
CHAPITRE 4 ACQUISITION ADAPTATIVE HYBRIDE DU CODE PN UTILISANT UNE DIVERSITE D'ANTENNES	
4.1. Introduction	76
4.2. Description du système	76
4.3. Formalismes mathématiques	79
4.3.1. Détecteurs flous	79
4.3.2. Probabilité de fausse alarme	82
4.3.3. Temps d'acquisition moyen	85
4.4. Résultats et discussions	90
4.5. Conclusion	97
CHAPITRE 5 CONCLUSION GENERALE	
5.1. Conclusion	99
5.2. Perspectives	100
BIBLIOGRAPHIE	102

LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS

AAP	Adaptive Acquisition Processor
ACAP	Automatic Censoring Adaptive Processor
ACCA-ODV	Automatic Censored Cell Averaging-Ordered Data Variability
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CA	Cell Averaging
CBS	Canal Binaire Symétrique
CCD	Charge-Coupled Device
CCI	Co-Canal Interference
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
COST	Coopération européenne pour la recherche Scientifique et Technique
DLL	Delay-Lock Loops
DS	Direct Sequence
DSP	Densité Spectrale de Puissance
FAHAP	Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
GPS	Global Positioning System
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
ITU	International Telecommunication Union
LO	Locally Optimum
MAI	Multiple Access Interference
MGF	Moment Generating Function
ML	Maximum Likelihood
OSAP	Order Statistics Adaptive Processor
OS	Order Statistics
P_d	Probability of Detection (Probabilité de détection)
Pdf	Probability density function
P_{fa}	Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme)
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
SAW	Surface Acoustic Wave
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPRT	Sequential acquisition Probability Ratio Test
SS	Spread Spectrum
STC	Spatial-Temporal Correlators
TDL	Tau-Dither Loop
TDMA	Frequency Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
W-CDMA	Wideband- Code Division Multiple Access
3G	Third generation (Troisième génération)

LISTE DES FIGURES

Figure	Titre	Page
1.1	La diffraction.	4
1.2	Propagation par trajets multiples.	5
1.3	Interférences intersymbole ; I' , I'' , I''' les signaux des trajets multiples du signal I .	7
1.4	Interférences co-canal.	8
1.5	Partage des canaux en FDMA.	9
1.6	Hiérarchie temporelle typique en TDMA.	12
2.1	Transmission numérique classique : aspect spectral.	18
2.2	Transmission numérique à spectre étalé : aspect spectral.	18
2.3	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.	23
2.4	Structure de l'émetteur pour une transmission DS/SS.	24
2.5	Générateur de la séquence du code à longueur maximale	26
2.6	Générateur de la séquence du code à longueur maximale ($R=3$).	28
2.7	La fonction d'inter-corrélation du code.	31
2.8	Structure du récepteur pour une DS-SS.	33
2.9	Description d'un canal binaire symétrique.	35
2.10	Diagramme du canal binaire symétrique.	35
2.11	Etalement temporel.	37
2.12	Effet Doppler.	39
2.13	Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh.	42
2.14	Principe de l'acquisition du code.	43
2.15	Structures du détecteur ; (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carré.	45

2.16	Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL.	47
3.1	Le modèle d'un canal sélectif en fréquence.	57
3.2	Schéma Bloc du processeur d'acquisition.	58
3.3	Diagramme des états du système d'acquisition série sous l'hypothèse de plusieurs H_1 .	65
3.4	Diagramme des états simplifié.	66
3.5	P_d du système ACAP en fonction de la longueur de la corrélation partielle.	70
3.6	T_{acq} du système ACAP en fonction de la longueur de la corrélation partielle.	70
3.7	T_{acq} pour ACAP, OSAP et AAP(k) dans un environnement homogène.	71
3.8	T_{acq} pour ACAP, OSAP et AAP(k) dans un environnement à trajets multiples.	72
3.9	L'effet du nombre de trajets multiples sur T_{acq} .	73
4.1	Schéma bloc du processeur d'acquisition.	77
4.2	Structure du corrélateur.	78
4.3	Mode de recherche du système d'acquisition.	78
4.4	Détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR.	81
4.5	Diagramme des états du FAHAP sous l'hypothèse de plusieurs H_1 .	86
4.6	Diagramme des états simplifié.	87
4.7	P_d du processeur CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.	91
4.8	T_{acq} du processeur CA- FAHAP en fonction du degré de parallélisme.	91
4.9	P_d du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes.	92
4.10	T_{acq} du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes	93
4.11	P_d pour CA-FAHAP, OS-FAHAP et "REF" dans un environnement homogène	94

4.12	T_{acq} pour le CA-FAHAP, OS-FAHAP et "REF" dans un environnement homogène	95
4.13	L'effet du nombre de trajets multiples sur le temps d'acquisition moyen	96
4.14	Comparaison entre les T_{acq} du OS-FAHAP et l'ACAP dans un environnement à trajets multiples	97

LISTE DES TABLEAUX

tableau	Titre	Page
2.1	Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.	22
2.2	Choix des prises sur le registre.	27
2.3	L'analyse chronologique des états du générateur de la Fig. 2.6.	29
2.4	Propriété du retard de la séquence du code à longueur maximale.	29
2.5	La distribution du nombre de bits 0 et 1 dans une séquence du code ($M=7$)	30
2.6	Intercorrélation des séquences de longueur maximale	32
2.7	Comparaison des Delay spread pour différents environnements.	38
3.1	Les seuils T_k pour $P_{fa}=10^{-4}$	64
3.2	Seuils ODV, S_k , pour $P_{fc} = 10^{-2}$	69
4.1	Les seuils, T_{FC} , pour $P_{fa H_0} = 10^{-3}$.	84

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GENERALE

Résumé

Ce chapitre constitue une introduction sur la transmission radio mobile. Les caractéristiques de la propagation dans l'environnement mobile sont recensées et les définitions de quelques méthodes d'accès multiples sont présentées. Nous donnons également l'organisation de cette thèse.

Sommaire

- 1.1 INTRODUCTION.
 - 1.2 LES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL DE PROPAGATION DANS UN ENVIRONNEMENT RADIO-MOBILE.
 - 1.3 METHODES D'ACCES MULTIPLES.
 - 1.4 ORGANISATION DE LA THESE.
-
-

1.1. INTRODUCTION

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

L'objectif de ce chapitre est d'introduire les notions essentielles permettant de comprendre et d'appréhender le comportement du canal radio-mobile. Nous abordons les principaux effets agissant sur le canal radio-mobile. Quelques méthodes d'accès multiples sont également introduites à la fin de ce chapitre.

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

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, le signal transmis est sujet à de nombreux phénomènes dont la plupart ont souvent un effet dégradant sur la qualité du signal. Cette dégradation se traduit en pratique par des erreurs dans les messages reçus qui entraînent des pertes d'informations pour l'utilisateur ou le système. Les dégradations du signal dues à la propagation en environnement mobile peuvent être classées en différentes catégories dont les principales sont :

- Les pertes de propagation dues à la distance parcourue par l'onde radio, ou l'affaiblissement de parcours (pathloss).
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets de masques (shadowing) provoqués par les obstacles rencontrés par le signal sur le trajet parcouru entre l'émetteur et le récepteur.
- Les atténuations de puissance du signal dues aux effets induits par le phénomène des trajets multiples.

- Les brouillages dus aux interférences créées par d'autres émissions. Ce type de pertes est très important dans les systèmes à réutilisation de fréquences.
- Les brouillages dus au bruit ambiant provenant d'émissions d'autres systèmes par exemple.

1.2.1. Atténuation due aux effets de masques

L'atténuation la plus forte que peut subir la puissance du signal est due aux obstacles naturels ou artificiels. Cet effet a pour dénomination « effet de masque » (shadowing effect). La puissance du signal va donc varier en fonction du milieu de propagation. Plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient des obstacles, plus l'atténuation du signal à la réception sera importante.

Une distinction importante apparaîtra donc selon que l'ensemble émetteur-récepteur est en condition de :

- a) Vision directe (in-line-of-sight)** : cas où aucun obstacle n'est rencontré sur le trajet direct (ou ligne droite) entre l'émetteur et le récepteur.
- b) Non-visibilité (non-line-of-sight)** : cas de l'inexistence de trajet direct.

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

1.2.2. Atténuation due aux arbres

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

1.2.3. Atténuation due à l'atmosphère

L'atténuation à travers l'atmosphère est essentiellement due à l'oxygène pour ce qui concerne les fréquences situées entre 60 GHz et 118 GHz, et à la vapeur d'eau pour les fréquences 22 GHz, 138GHz et 325 GHz [1].

La pluie est l'élément de l'atmosphère ayant l'effet d'atténuation le plus important sur le signal. Ceci est dû à l'absorption de l'énergie par les gouttes d'eau, d'une part, et à la diffusion de l'énergie dans ces gouttes, d'autre part. Contrairement

à l'atténuation due aux gaz qui agit de façon permanente, celle due à la pluie n'est réellement notable que pendant moins de 1% du temps. Elle est fonction de la densité de la pluie et de la fréquence d'émission utilisée. Cette atténuation n'est sensible que pour les fréquences supérieures à 1.5 GHz (0.01 dB/km pour une pluie intense par exemple, ce qui pour des communications par satellite représente une perte importante).

1.2.4. Diffraction

Dans un environnement multi-trajets, la diffraction des ondes radios se produit quand le front d'onde électromagnétique rencontre un obstacle [2] (voir la figure 1.1).

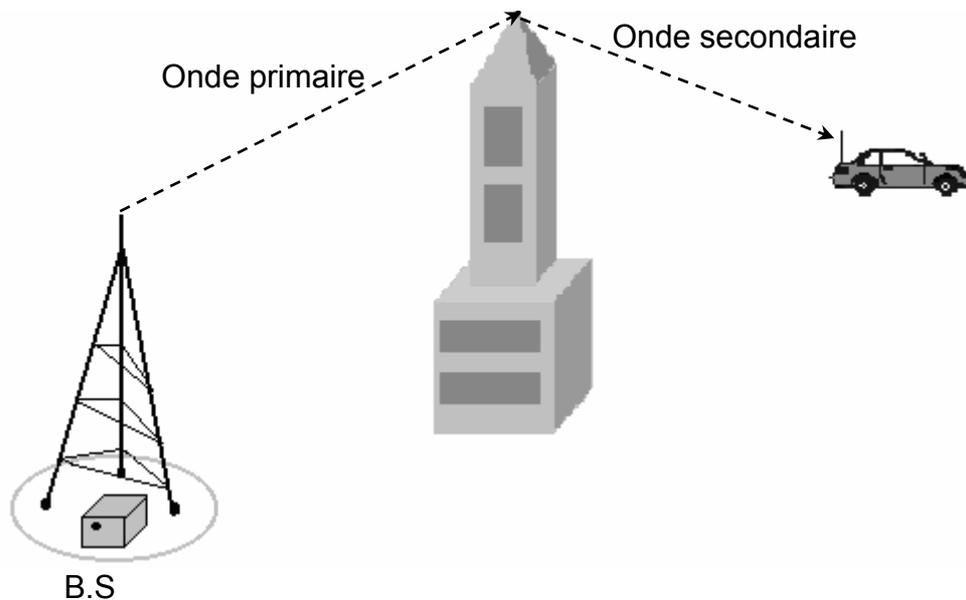


Fig.1.1. La diffraction.

1.2.5. Trajets multiples (multipaths)

Comme schématisé par la figure 1.2, une onde radio se propage dans tout l'espace, elle va être réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale car le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde

radio peut en effet se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère etc....

La réflexion sur un bâtiment dépend de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets de l'onde radio. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres, presque toute l'énergie radio est réfléchi et très peu est absorbée (cas d'un réflecteur quasi parfait).

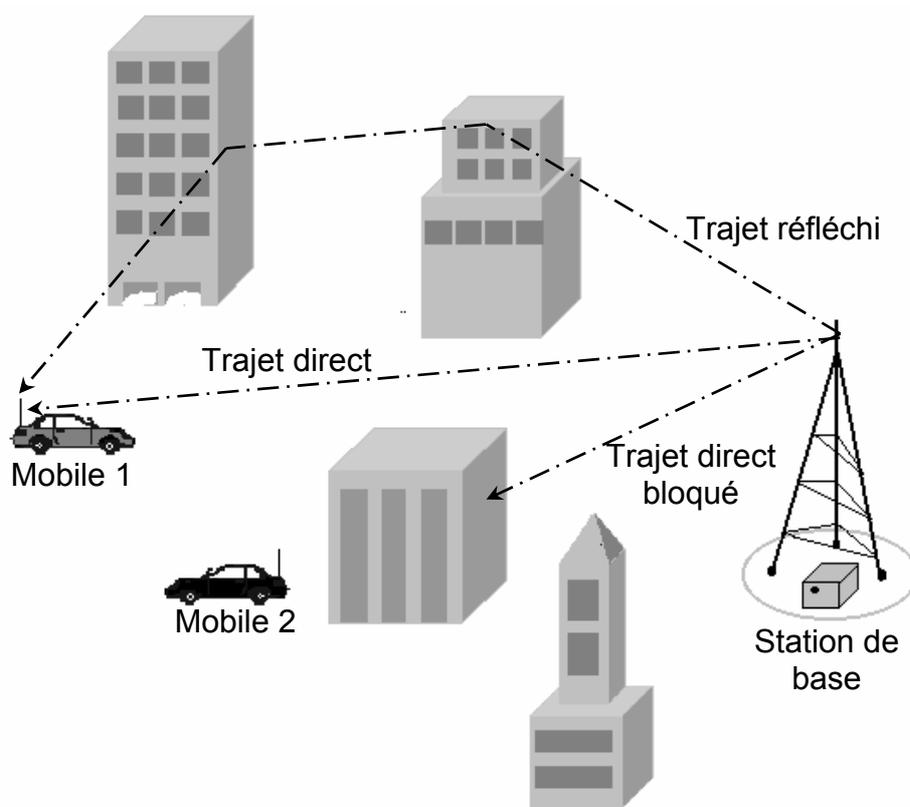


Fig.1.2. Propagation par trajets multiples.

Les réflexions multiples peuvent provoquer donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets : l'un positif, l'autre négatif [3].

- a) **Effet positif des multi-trajets** : le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans le cas où l'émetteur et le

récepteur ne sont pas en vision directe. En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de « franchir » les obstacles (montagnes, tunnels, bâtiments, parkings, souterrains...) et donc assurer une certaine continuité de la couverture radio.

b) Effet négatif des multi-trajets : les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois principaux sont : la dispersion des retards (delay spread), l'interférence entre les trajets issus de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides dans la puissance du signal (Rayleigh fading), et la modulation aléatoire de fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

1.2.6. Brouillages (bruits)

Les sources de bruit peuvent être classées en deux catégories principales. Les sources de bruit situées à l'extérieur du système de traitement d'une part et les sources de bruit interne au système, créant un bruit propre indépendant des conditions extérieures, d'autre part.

Parmi les sources de bruit internes, on distingue les perturbations de type impulsionnel engendrées par des communications de courant dans les circuits logiques, les comparateurs, les interrupteurs électroniques etc...., et le bruit de fond produit dans les câbles et les composants électroniques par des mécanismes statistiques électriques.

Alors que les influences des bruits du premier groupe peuvent être réduites, voire éliminées, le bruit de fond est malheureusement irréductible. Il résulte pour l'essentiel du déplacement brownien des particules électriques en équilibre thermodynamique ou sous l'influence des champs appliqués. Ce type de bruit est assimilable à un processus stationnaire qui est caractérisé par trois composantes principales qui sont :

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

1.2.7. Interférences

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

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

- a) **Les interférences intersymboles** : Dans un système numérique, particulièrement s'il fonctionne à un débit binaire élevé, la dispersion des retards (delay spread) fait que chaque symbole (ou unité d'information) chevauche le précédent et les subséquents [4], d'où le phénomène d'interférence intersymboles (Intersymbole Interference, ISI) comme le montre la figure 1.3.

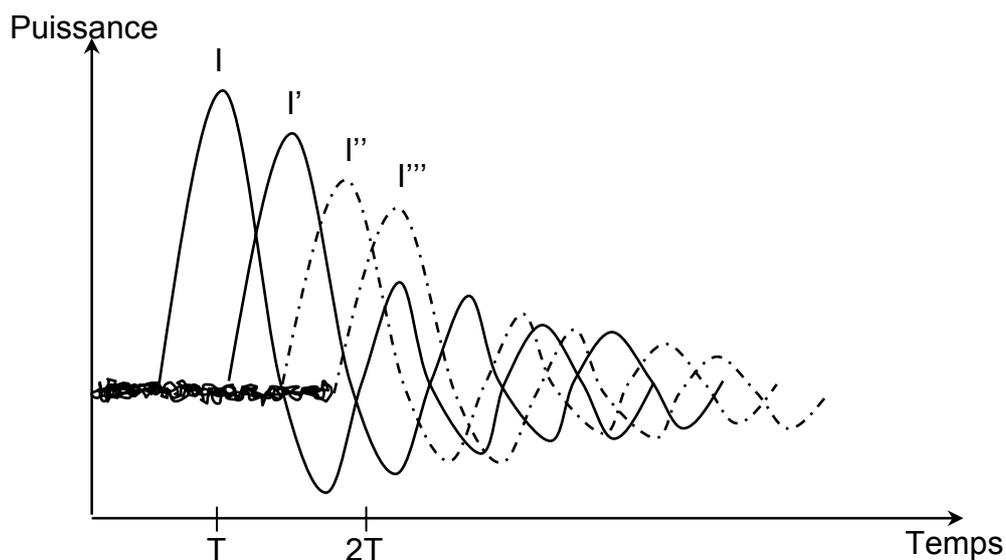


Fig.1.3. Interférences intersymboles ; I' , I'' , I''' constituent les répliques du signal I .

b) Les interférences co-canal : lorsque les signaux émis sur une fréquence f_i sont brouillés par d'autres signaux émis sur la même fréquence, il y a interférence co-canal (Co-Canal Interference, CCI) comme indiqué sur la figure 1.4. Ce phénomène se produit de façon importante dans les systèmes à réutilisation de fréquences comme les réseaux cellulaires par exemple [5].

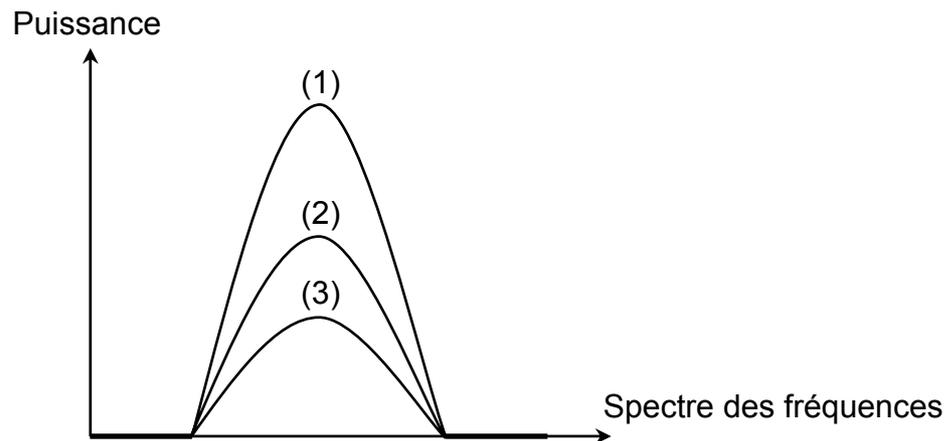


Fig.1.4. Interférences co-canal.

1.3. METHODES D'ACCES MULTIPLES

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

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

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

- Accès multiples par une répartition des codes (Code Division Multiple Access, CDMA)

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

C'est la méthode d'accès multiples la plus ancienne. Elle est utilisée principalement dans les systèmes analogiques et est combinée à la méthode TDMA dans la majorité des systèmes numériques. Elle consiste à subdiviser la bande allouée (canal) en petites bandes continues de fréquences (porteuses). Chaque porteuse est utilisée pour véhiculer un appel unique et dans un seul sens à la fois (sens montant ou sens descendant, uplink ou downlink). En fonction de la capacité du système et ses besoins en signalisation, un ou plusieurs canaux de contrôle sont utilisés comme le montre la figure 1.5.

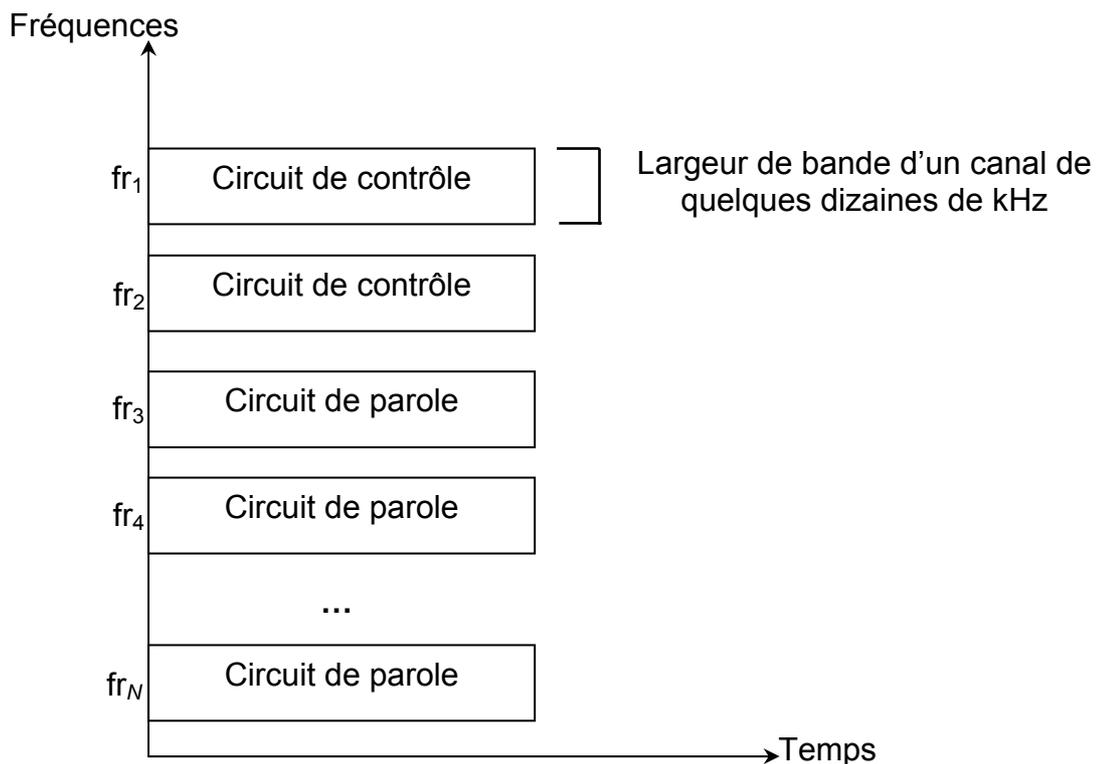


Fig. 1.5. Partage des canaux en FDMA.

Les principales caractéristiques de la méthode d'accès multiples FDMA sont les suivantes :

- a) **Un circuit unique par porteuse** : chaque canal FDMA est défini pour véhiculer une seule communication.
- b) **Transmission continue** : quand les canaux de communication dans les deux sens ont été attribués, les deux extrémités émettent en continu et de façon simultanée.
- c) **Faible largeur de bande** : les canaux FDMA sont relativement étroits, en général 30 kHz ou moins, puisqu'ils ne véhiculent qu'un circuit par porteuse.
- d) **Durée symbole et débit binaire** : avec une modulation numérique à enveloppe constante, les débits binaires atteints sont d'environ 1 bit/Hz. Dans un canal de 25 kHz, avec une transmission de 25 kb/s et un bit par symbole, la durée symbole est d'environ 40 μ s. L'interférence inter-symbole est alors très faible vu que les délais de propagation des trajets multiples sont rarement supérieurs à 5 μ s.
- e) **Faible complexité du terminal mobile** : en effet, la transmission en mode FDMA ne nécessite pas d'égalisation ou de tramage complexe et de synchronisation associée à la transmission de bursts (rafales ou salves), comme dans le cas des systèmes TDMA, puisque les informations sont émises et reçues sans interruption de façon synchrone.
- f) **Faible en-tête de transmission** : la transmission étant continue, peu de bits d'en-tête sont nécessaires pour la synchronisation, le tramage et certaines informations de contrôle (telles que les instructions de handover) qui sont transmises sur le canal d'information usager.
- g) **Coûts des équipements fixes élevés** : un des inconvénients de la technique FDMA vient du fait qu'elle nécessite l'installation de plus d'équipements au niveau de la station de base contrairement à la TDMA. Ceci est dû à l'utilisation d'un canal par porteuse.
- h) **Nécessité d'utiliser un duplexeur** : comme l'émetteur et le récepteur doivent fonctionner de manière simultanée, le mobile doit utiliser un duplexeur

permettant d'éviter les brouillages entre l'émetteur et le récepteur du mobile. Cet équipement entraîne également des coûts supplémentaires.

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

La technique TDMA est la première alternative à la technique FDMA. Elle est mise en œuvre dans les systèmes numériques comme alternance principale à la technique CDMA. Elle permet de transmettre des débits d'informations plus importants qu'un système FDMA. La porteuse (fréquence radio) est partagée en N intervalles de temps (slots) et peut être utilisée par N terminaux, chacun utilisant un slot particulier distinct des slots utilisés par les autres terminaux. Le nombre de slots par canal est choisi en fonction de plusieurs facteurs tels que la technique de modulation, la bande de fréquence disponible, le débit recherché, etc....

Les différentes caractéristiques d'un système TDMA sont :

- a) **Plusieurs circuits par porteuse** : tous les systèmes TDMA multiplexent au moins deux circuits par porteuse. Le système GSM par exemple multiplexe 8 circuits (ou 8 canaux) par porteuse.
- b) **Transmission par bursts** : la transmission venant d'un mobile n'est pas continue. A chaque instant, seule une fraction des mobiles connectés au système est en émission, d'où l'impact sur le niveau d'interférences co-canal qui varie de façon importante d'un slot à l'autre.
- d) **Bande large ou étroite** : les largeurs de bandes nécessaires pour les systèmes TDMA sont de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de kHz. La largeur de bande est déterminée par la technique de modulation choisie. Par exemple, elle est de 200 kHz dans le réseau GSM avec un débit vocal de transmission d'environ 10 kb/s.
- e) **Débits binaires et durées symboles** : les débits du canal les plus élevés sont de 300 à 400 kilo-symboles par seconde (un bit par symbole), ce qui crée des interférences inter-symboles bien plus importantes que dans un système FDMA. Par exemple, pour un débit de 300 kilo-symboles, la durée symbole sera de 3.26 μ s, ce qui représente environ la même durée que la dispersion

des retards observés en milieu urbain. L'interférence inter-symbole a donc un impact important dans un système TDMA.

- f) **Complexité des mobiles** : le mobile TDMA est plus complexe que le mobile FDMA, du moins ce qui concerne le traitement numérique.
- g) **En-tête de transmission plus important** : le mode de transmission par bursts nécessite la re-synchronisation des récepteurs pour chaque burst. En outre, des temps de garde sont nécessaires pour séparer un burst du burst suivant et du burst précédent. Les tailles des en-têtes des messages émis dans les systèmes TDMA peuvent occuper jusqu'à 20 à 30 % du nombre total de bits transmis.
- h) **Coûts des équipements au sol moins élevés** : un système TDMA nécessite moins de canaux radio, par rapport au système FDMA, ce qui entraîne une diminution du nombre d'équipement au niveau des stations de base.
- i) **Non nécessité d'un duplexeur** : comme les émissions et les réceptions ont lieu sur des slots différents, le recours à un duplexeur n'est pas nécessaire.

Les systèmes TDMA utilisent souvent une structure hiérarchique relativement complexe. La figure 1.6 représente un cas général du type hiérarchie temporelle pouvant être adoptée dans un système TDMA.

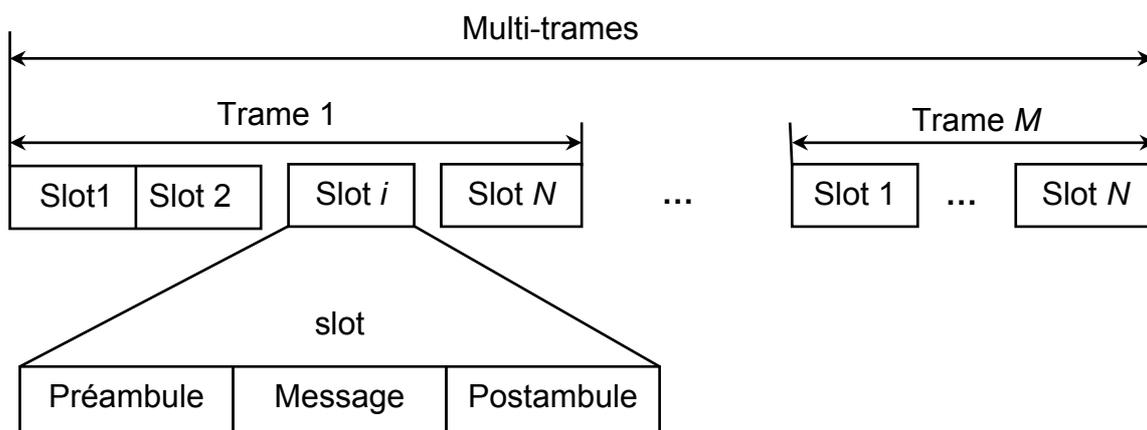


Fig. 1.6. Hiérarchie temporelle typique en TDMA.

Les différents éléments que l'on peut distinguer sont les suivants :

- Le **burst** est l'unité d'information émise dans un slot.
- Le **slot** est l'unité de temps dans laquelle un burst peut être émis en entier.
- La **trame** (*frame*) est un ensemble de N slots consécutifs qui correspond à la période des slots associée à une communication.
- La **multi-trames** est une structure temporelle comportant un nombre fixe de trames consécutives. La structure de multi-trames est utilisée pour organiser la signalisation du réseau.
- Le **temps de garde** (*guard time*) est l'intervalle temporel entre bursts permettant d'éviter le chevauchement dans le temps.
- Le **préambule** compose la partie initiale d'un burst.
- Le **message** est la partie du burst contenant les données utiles de l'utilisateur dont la taille est supérieure aux parties véhiculant les autres types d'informations.
- Le **postambule**, forme la fin du burst, utilisé pour l'initiation du burst suivant.

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

L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre (spread spectrum, SS). L'utilisation de cette technique a débuté dans les systèmes militaires pour les propriétés qu'elle offrait en environnement tactique [6-8]. 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.

En 1991, la société QUALCOMM a utilisé la méthode d'accès CDMA pour les communications mobiles cellulaires. La norme EIA/TIA/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'étalement de spectre est un moyen de transmission selon lequel les données occupent une largeur de bande plus large que celle nécessaire au transfert des données d'une communication. La technique d'étalement de spectre doit ainsi son nom au fait que le signal à transmettre occupe une largeur de bande beaucoup plus importante que le cas des systèmes FDMA et TDMA. Un aperçu plus détaillé sur la technique d'étalement du spectre sera donné dans le deuxième chapitre

Donc, la technique CDMA est une méthode d'accès où chaque usager est autorisé d'utiliser toute la bande (le cas du TDMA) durant toute la durée d'appel (le cas du FDMA).

Les caractéristiques principales de ce type de système sont :

- a) **Nombre de circuit par porteuse très élevé** : les systèmes CDMA utilisent un canal unique ou très peu de canaux fréquentiels. Ils peuvent théoriquement transporter des dizaines d'appels sur chaque porteuse.
- b) **Largeur de bande** : les systèmes CDMA nécessitent des largeurs de bande très importantes.
- c) **Débits binaires et durées symboles** : à cause des débits binaires élevés, la durée symbole est très courte. Avec un débit de 1 Mbit/sec, chaque symbole dure environ 1 μ s (dans le cas d'une modulation BPSK par exemple). Cette propriété permet d'améliorer la résolution fréquentielle qui est alors proportionnelle à $1/NT$ au lieu de $1/T$. Ceci est intéressant pour la mesure de la distance entre le mobile et la station de base par exemple pour la récupération des signaux issus des trajets multiples.
- d) **Complexité au niveau du mobile** : le traitement des informations reçues et émises est beaucoup plus important que dans les autres types de systèmes puisqu'il faut rajouter un niveau de codage supplémentaire.
- e) **Nécessité du contrôle de puissance** : l'un des principaux inconvénients de la méthode d'accès CDMA est la nécessité de disposer d'un mécanisme de contrôle de puissance très performant. Le contrôle de puissance rapide est le seul moyen permettant de maximiser le nombre d'utilisateurs communicants en même temps dans le réseau.

1.4. ORGANISATION DU MANUSCRIT

Le manuscrit est organisé comme suit :

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons le principe de base de la technique d'étalement de spectre. Nous nous intéressons principalement à la technique DS-SS et plus particulièrement au problème de l'acquisition du code

PN. Nous citons quelques modèles de canaux de transmission qu'on peut rencontrer dans la réalité et nous terminons en donnant un aperçu sur les principaux travaux publiés dans la littérature qui traitent le problème de l'acquisition du code PN.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une nouvelle approche d'un schéma d'acquisition adaptative du code basée sur la stratégie de la recherche série et un algorithme de censure automatique des interférences dues aux trajets multiples. Cette approche ne nécessite aucune connaissance *a priori* du nombre de trajets noyés dans le signal reçu. Pour cela, nous donnons les principales hypothèses considérées et nous analysons les performances du processeur proposé en terme de temps d'acquisition moyen et de probabilité de détection.

Dans le quatrième chapitre, nous introduisons une autre approche d'acquisition adaptative du code basée sur la logique floue, d'une part, et sur une configuration à diversité d'antennes, d'autre part. En suite, nous dérivons les expressions générales de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen dans le cas des processeurs CA-CAFR et OS-CFAR pour un canal à évanouissement Rayleigh. Nous terminons ce chapitre en donnant un ensemble de résultats obtenus par simulations ce qui nous permettra d'évaluer les performances de notre système.

Et enfin, nous terminons ce manuscrit par un chapitre 5 consacré aux conclusions générales et nous donnons quelques suggestions qui méritent d'être investies.

CHAPITRE 2

PRINCIPE DE L'ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE

Résumé

Ce chapitre présente le principe de l'étalement du spectre (de l'émetteur vers le récepteur). Il recense également certains modèles de canaux de transmission rencontrés en pratique, notamment les canaux à évanouissement qui seront utilisés dans les chapitres suivants. En fin, il donne un aperçu sur quelques travaux publiés dans le domaine de l'acquisition du code.

Sommaire

- 2.1 INTRODUCTION.
 - 2.2 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DE SPECTRE.
 - 2.3 ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE.
 - 2.4 CANAUX DE TRANSMISSION.
 - 2.5 SYNCHRONISATION DU CODE.
 - 2.6 ETAT DE L'ART.
 - 2.7 CONCLUSION.
-
-

2.1. INTRODUCTION

Les systèmes de téléphonie mobile de la troisième génération (3G) utilisent la technique d'accès multiples CDMA basée sur l'étalement de spectre. Cette technique offre une solution plus flexible, par rapport à celles des deux techniques TDMA et FDMA, et surtout un débit utilisateur beaucoup plus important, due à la largeur de bande allouée au signal émis, permettant ainsi des services multimédia très attractifs. En plus, l'étalement du spectre possède des qualités très avantageuses, telles que la résistance au brouillage intentionnel et surtout une parfaite protection contre l'interception de la communication par des intrus. C'est pour toutes ces raisons que l'usage initial de cette technique fut très attractif dans le domaine militaire.

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

2.2. PRINCIPE DE L'ETALEMENT DU SPECTRE

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

Le signal transmis se comporte alors comme du bruit vis-à-vis des autres utilisateurs qui travaillent en bande étroite ou de ceux qui ne possèdent pas le code. Il existe deux techniques de base de la modulation à étalement du spectre [9] : l'étalement par sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) [10] et l'étalement par séquence directe (DS :direct sequence). Notons que cette dernière est la plus utilisée dans les transmissions de type CDMA. Dans ce cas, on parle de transmission DS-SS, dont le principe sera détaillé dans les sections suivantes.

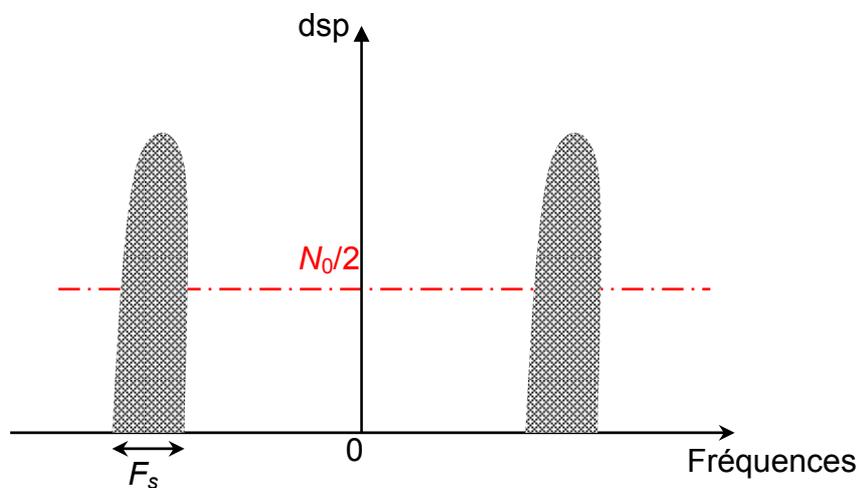


Fig. 2.1. Transmission numérique classique : domaine spectral.

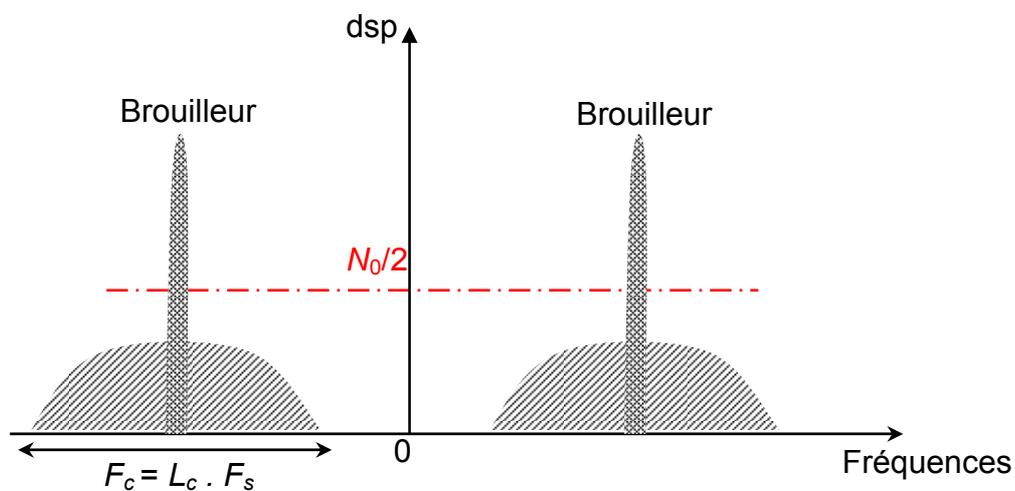


Fig. 2.2. Transmission numérique à spectre étalé : domaine spectral.

Les modulations les plus couramment employées pour les transmissions DS/SS sont les modulations de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying) et QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

2.2.1. Historique

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

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

En 1948 Shannon et Hartley publient une équation établissant que la capacité maximale d'un canal de communication (c'est-à-dire ; le débit maximal d'un canal) pour transmettre une information sans erreur est proportionnelle à la bande passante de ce canal et au logarithme du rapport signal à bruit exprimé en terme de puissance, sous réserve d'un procédé de codage adapté (voir équation 2.1).

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

C'est dans les années 90, avec l'avènement des télécommunications mobiles, que l'étalement de spectre est utilisé pour le partage de ressources (l'accès multiples) : l'implémentation du CDMA pour les communications cellulaires est étudiée, puis standardisée sous la norme IS-95 en 1993. Ce protocole, associé à la téléphonie mobile de seconde génération, est alors développé par l'entreprise QUALCOMM. De nombreux systèmes utilisent les propriétés du CDMA pour l'application aux communications cellulaires, en particulier le W-CDMA (pour Wideband Code Division Multiple Access) qui sera reconnu par l'ITU (International

Telecommunication Union) comme standard de la téléphonie de troisième génération de même qu'un standard concurrent le CDMA2000. Ces deux systèmes reposent sur des variantes de la norme IMT-2000. Le premier réseau commercial utilisant le W-CDMA est mis en place en 2001 au Japon par la société NTT DoCoMo. Parallèlement, l'Europe développe son projet de téléphonie de troisième génération sous l'appellation UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), qui utilise la technique d'accès W-CDMA, tout en étant à l'origine incompatible avec le système japonais.

2.2.2. Pourquoi étaler le spectre ?

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

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

Dans cette équation, C représente la capacité maximale d'un canal en bits par seconde (bit/s ou bps), c'est le taux de transfert maximum pour un taux d'erreur binaire (Bit Error Rate, BER) nul, à condition qu'un procédé de codage adéquat puisse être trouvé. B étant la bande passante du canal en Hertz et $\frac{S}{N}$ le rapport de puissance signal/bruit.

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

A capacité maximale donnée (capacité maximale souhaitée), on peut réduire la bande et/ou diminuer le rapport signal à bruit en admettant un taux d'erreur non nul. Les erreurs peuvent être soit tout simplement ignorées soit corrigées par l'utilisation de protocoles de transmission de niveau supérieur. Au niveau de la formule, en fonction du type de bruit et du procédé de codage/décodage, on peut intégrer le BER sous la forme de l'addition d'une constante au rapport signal sur bruit.

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

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

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

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

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

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

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

et par approximation on obtient

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

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

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

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

2.2.3. Exemple d'application

A partir des spécifications techniques de certains standards [11, 12, 13, 14], nous pouvons résumer dans le tableau 2.1 leurs spécificités et leurs similitudes :

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

Tableau 2.1. Caractéristiques de quelques standards de télécommunication.

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

2.3. ETALEMENT DU SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE

Grâce aux propriétés des séquences PN utilisées, la technique DS-SS est plus souvent utilisée et est de plus en plus étendue à des domaines divers et variés. La figure 2.3 résume le principe. Cela consiste à multiplier chaque symbole informatif de période symbole T_s par une séquence pseudo-aléatoire entière, dont les éléments ou chips ont une période T_c (période chip) beaucoup plus faible que T_s . La longueur

L_c de la séquence PN et la période chip T_c sont deux caractéristiques importantes des transmissions DS-SS.

Dans la figure 2.3, la durée de la séquence est égale à la période symbole. Cependant, il existe des systèmes de transmission où la durée totale de la séquence PN est plus grande que T_s [15]. Toutefois, nous nous limitons aux cas où la durée de la séquence PN est égale à la période symbole. Dans le cas où les symboles et les séquences sont bipolaires ($\in\{-1,+1\}$), étaler le signal informatif par séquence directe revient à remplacer chaque symbole par la séquence PN ou son complément à 1 selon le signe du symbole à transmettre.

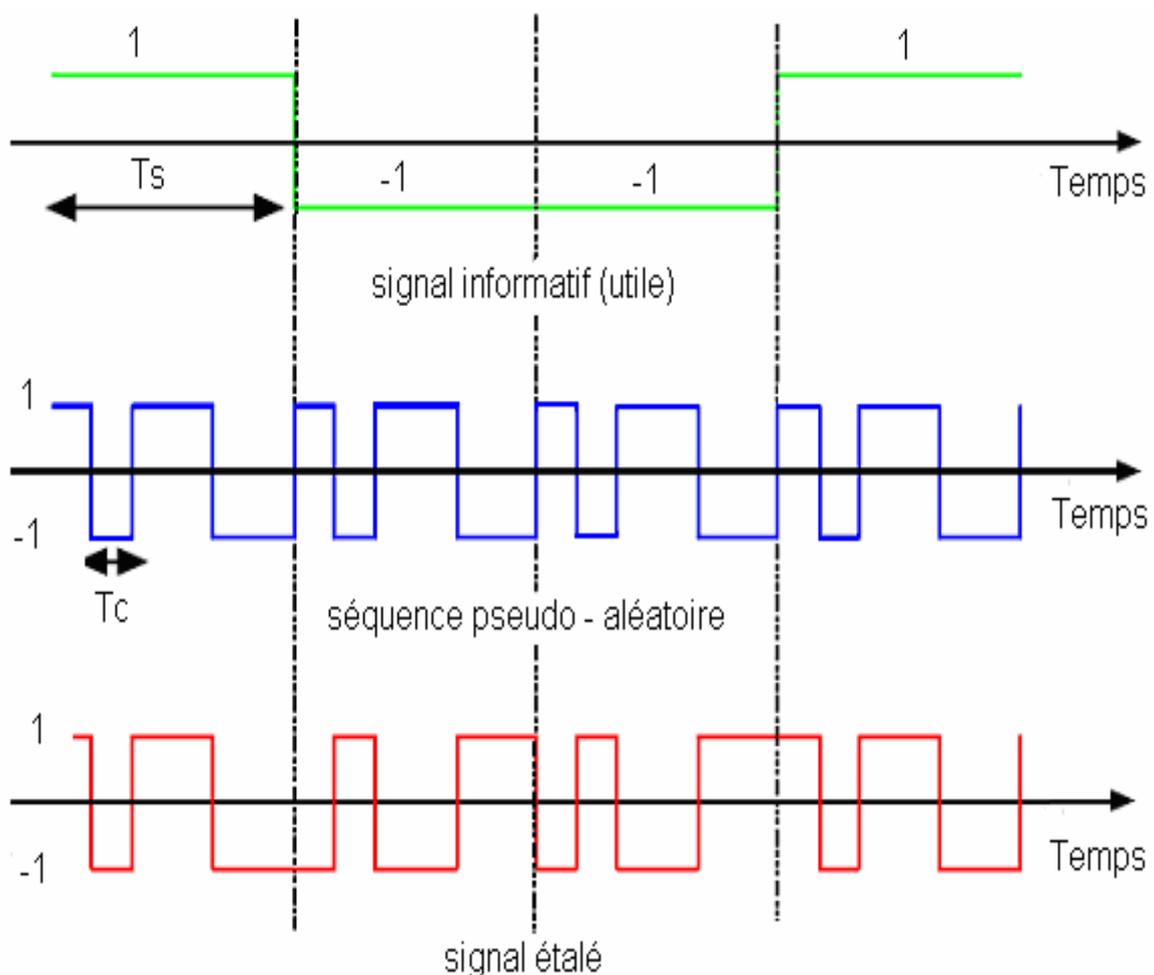


Fig. 2.3. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

2.3.1. Modélisation du signal au niveau de l'émetteur

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

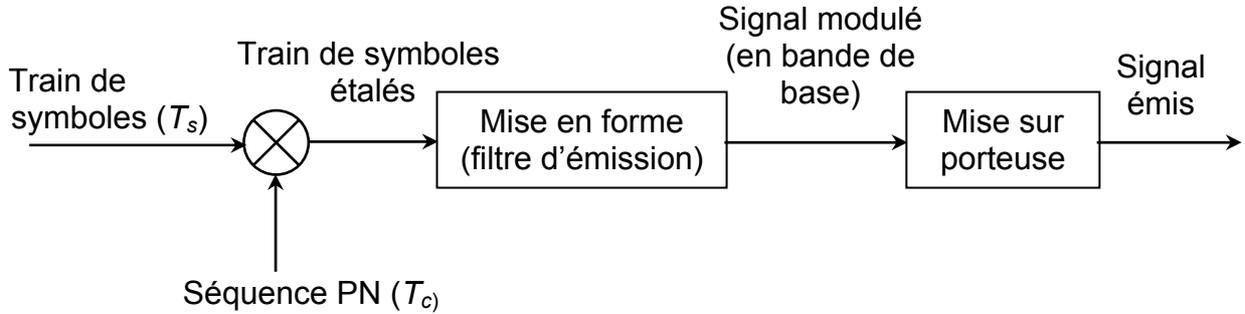


Fig. 2.4. Structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS.

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

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

où P_0 est la puissance moyenne, $b(t)$ le signal de données, $c(t)$ le signal de la séquence d'étalement PN, ω_c la porteuse et θ la phase initiale du signal. La relation entre la durée du bit de la donnée et la durée d'un chip est : $T_s = L_c T_c$. Nous pouvons alors exprimer $c(t)$ et $b(t)$ de la manière suivante:

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

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

où $c^{(i)}$, $b^{(j)}$ prennent des valeurs de l'ensemble $\{-1, +1\}$ $p_{T_c}(t)$ et $p_T(t)$ sont des impulsions rectangulaires d'amplitude 1 et de durée T_c et T_s , respectivement.

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

Les communications qui nous intéressent sont les communications radio-mobile. Suivant les caractéristiques de la communication, un choix sur les codes doit être fait. Ce choix résulte d'un compromis entre la suppression des interférences inter-utilisateurs, obtenue grâce à la propriété d'orthogonalité des codes, et le traitement de la diversité, facilité par l'utilisation de codes ayant de bonnes propriétés en bande de base et d'autocorrélation que nous détaillerons ultérieurement.

En communication synchrone, les messages des utilisateurs sont émis dans le canal sans retard relatif. Lorsque le récepteur est synchronisé sur le message reçu, la séparation des utilisateurs peut être faite grâce à ces codes orthogonaux, les codes de Walsh-Hadamard sont dans ce cas les codes les plus utilisés. Lorsque la communication est asynchrone, cas de communication le plus délicat, les messages sont émis avec des retards relatifs qui ne sont pas connus *a priori*. Dans ce cas, ces codes ne sont plus utilisés, car ils perdent leurs propriétés d'orthogonalité quand ils sont décalés les uns par rapport aux autres. Parmi les codes les plus utilisés pour ce type de communications asynchrones : les codes Gold [16], les codes de Kasami, spécifiés pour la liaison montante du système UMTS [17], ou les codes Barker. Ces derniers, les codes Barker, sont en nombre très limité et ne sont pas utilisés pour l'accès multiples.

Les familles de codes cités précédemment sont des codes binaires qui sont utilisés aujourd'hui dans les systèmes CDMA, il existe cependant d'autres familles de codes non binaires, les codes complexes encore appelés codes polyphasés qui sont, comme les codes binaires, des codes à enveloppes constantes. Parmi ces codes, citons les séquences de Zadoff-chu ou les séquences de Frank [18,19]. Ces codes, qui sont nombreux, restent aujourd'hui encore peu appliqués aux systèmes de communications numériques. Notons enfin qu'il est aussi possible de généraliser les séquences non binaires en séquences polyphasées [20].

2.3.3. Caractéristiques du code d'étalement

La construction et les propriétés des séquences utilisées dans le DS-CDMA ont largement été traitées dans la littérature [15,21, 22, 23] lui conférant ainsi de nombreux avantages dont la possibilité de transmettre plusieurs signaux dans la

même bande de fréquence, tout en minimisant l'interférence entre les utilisateurs (Multiple Access Interference, MAI). Le DS-CDMA possède aussi une meilleure résistance aux échos. Dans la suite, nous donnerons le formalisme mathématique d'un signal à spectre étalé.

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

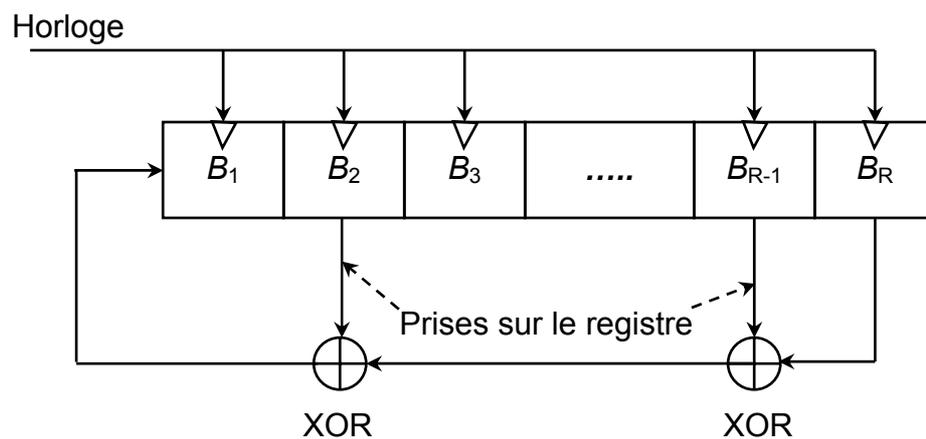


Fig. 2.5. Générateur de la séquence du code à longueur maximale.

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

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

Tableau 2.2. Choix des prises sur le registre.

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

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

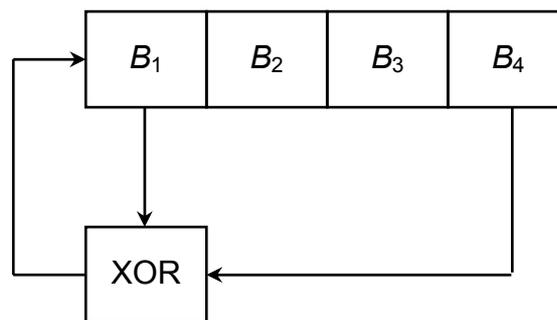


Fig. 2.6. Générateur de la séquence du code à longueur maximale ($R=4$)

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

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

C(n)	1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0
C(n+6)	0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1
C(n) XOR C(n+6)	1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1 0 1

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

- 6) En comparant terme à terme une séquence à longueur maximale avec n'importe quelle permutation circulaire de celle-ci, on obtient une distance de

Hamming égale à 2^{R-1} . en d'autres termes, le nombre de bits (chip) coïncidant deux à deux est inférieur d'une unité de ceux qui diffèrent.

- 7) Les nombres des bits à 1 et à 0 doivent être distribués d'une manière déterministe. En d'autre terme, dans une période de la séquence du code de longueur maximale $L_c = 2^R - 1$, il existe exactement : aucune série de « 0 » de longueur R , une seule série de « 1 » de longueur R , une série de « 0 » de longueur $R-1$, aucune série de « 1 » de longueur $R-1$, 2^{R-p-2} série de « 0 » de longueur P , 2^{R-p-2} série de « 1 » de longueur P . Le tableau 2.5 illustre cette distribution pour $R=7$.

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

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

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

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

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

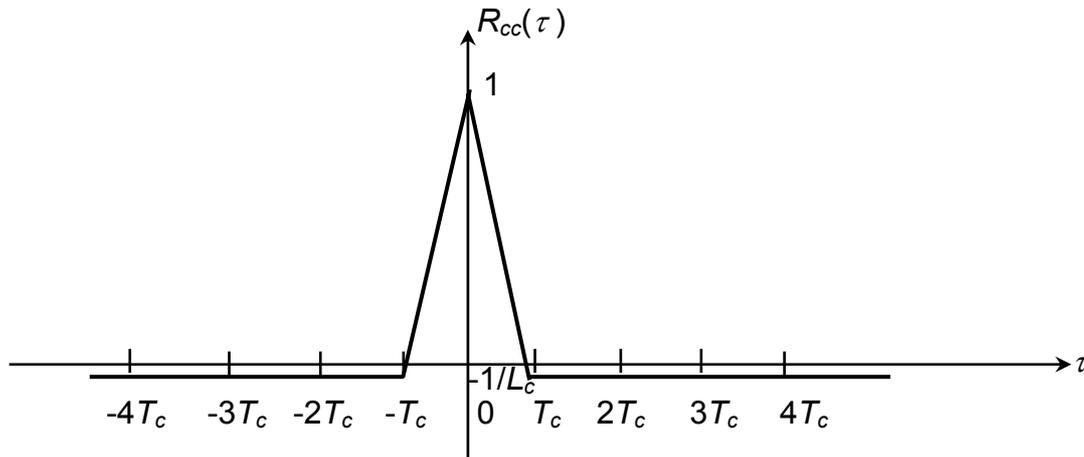


Fig. 2.7. La fonction d'inter-corrélation du code.

- 9) L'intercorrélacion des séquences à longueur maximale (sur un nombre de chips égal à la période L_c) peut être élevée comparée au pic d'autocorrélation. Par exemple, pour $R=5$ ($L_c=31$), le pic d'autocorrélation est égal à 31 et l'intercorrélacion entre deux séquences distinctes peut atteindre la valeur maximale de 11 (ici l'auto ou l'intercorrélacion sont calculées en comptant +1 pour les chips identiques et -1 pour les chips différents entre les deux séquences)

Exemple:

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

0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 1 1

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

0 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 1

Résultat de l'intercorrélacion = +11

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

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

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

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

Tableau 2.6. Intercorrélation des séquences de longueur maximale

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

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

2.3.4. Dé-étalement en réception

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

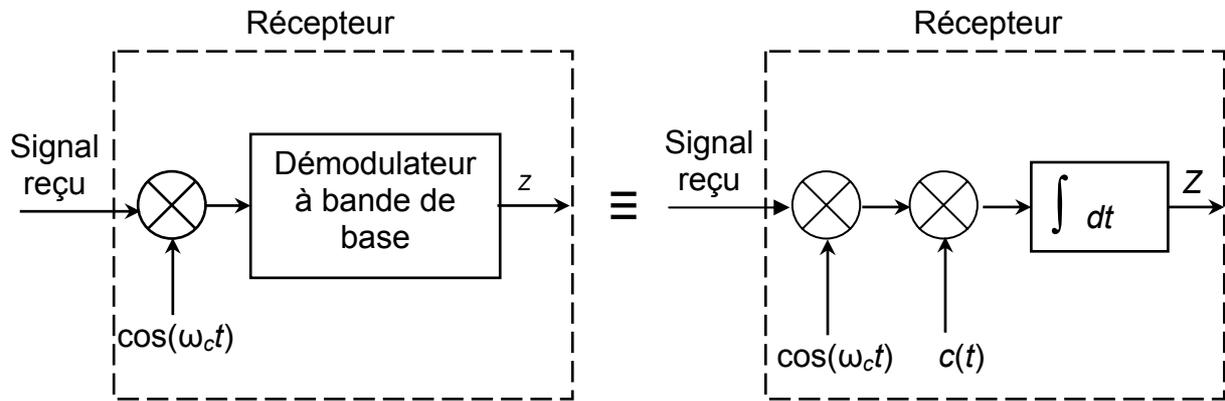


Fig. 2.8. Structure du récepteur pour une transmission DS-SS.

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

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

où $n(t)$ est un AWGN (Additive White Gaussian Noise) de moyenne nulle avec une densité spectrale de puissance $N_0/2$, τ est le délai relatif entre le signal reçu et le début de la séquence de dé-étalement au niveau du récepteur. Le délai τ et le déphasage initial θ sont modélisés comme étant des variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, T_s)$ et $[0, 2\pi)$ respectivement.

Le récepteur utilisé (voir figure 2.8) est un filtre adapté. La sortie du récepteur est donc :

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

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

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

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

et par conséquent

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

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

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

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

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

où $b^{(0)}$ est le bit reçu.

2.4. CANAUX DE TRANSMISSION

2.4.1. 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 2.9).

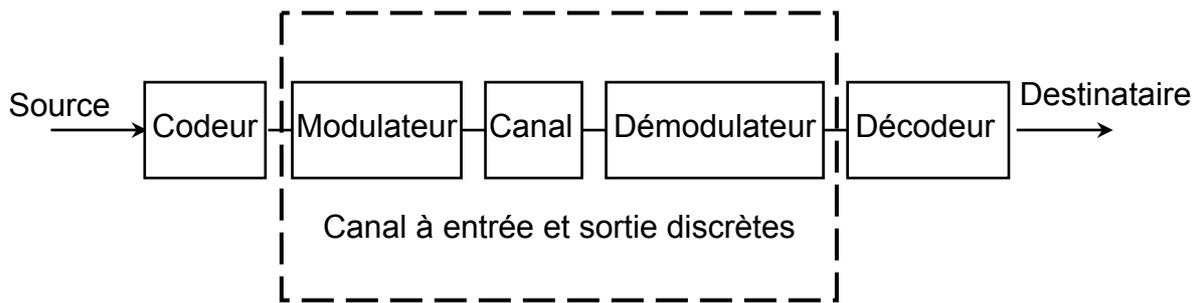


Fig. 2.9. Description d'un canal binaire symétrique

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 [24]:

$$\begin{aligned} \text{prob}(y_k = 0 \mid a_k = 1) &= \text{prob}(y_k = 1 \mid a_k = 0) = p \\ \text{prob}(y_k = 0 \mid a_k = 0) &= \text{prob}(y_k = 1 \mid a_k = 1) = 1 - p \end{aligned} \quad (2.16)$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme dans la figure 2.10. 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 ».

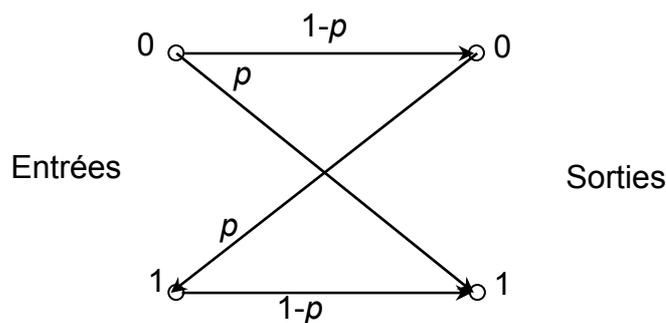


Fig. 2.10. Diagramme du canal binaire symétrique

2.4.2. Canal à bruit additif blanc Gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à

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

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

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

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

2.4.3. Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (voir figure 1.2). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins.

L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les

émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. Très souvent, une limite au taux d'erreur binaire de 10^{-3} est utilisée pour des applications de parole. Dans le cas des communications de données, un BER de 10^{-6} est nécessaire bien que souvent difficile à atteindre [25].

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

a) L'étalement temporel : Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (voir la figure 2.11). L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (delay spread), noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal.

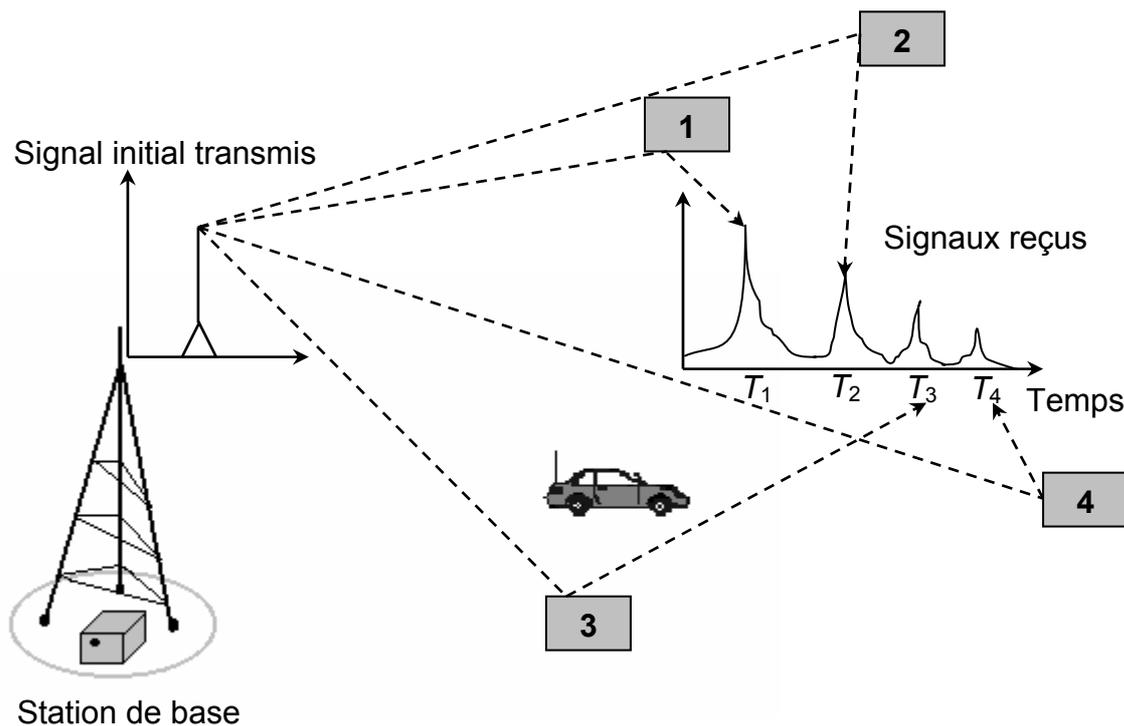


Fig. 2.11. Etalement temporel.

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

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules...). Il s'étend de quelques dizaines de nanosecondes (dans un environnement intérieur ou Indoor) à quelques microsecondes (dans un environnement extérieur ou Outdoor). Le tableau suivant donne la comparaison des delay spread pour différents environnements [2].

<i>Type d'environnement</i>	<i>Delay spread en μs</i>
Espace libre	<0.2
Zone rurale	1
Zone montagneuse	30
Zone suburbaine	0.5
Zone urbaine	3
Indoor	0.01

Tableau 2.7. Comparaison des Delay spread pour différents environnements.

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

La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c \sim \frac{1}{T_m}$. B_s étant la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_s \ll B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « non sélectif en fréquence » (frequency non selective ou flat fading). Dans le cas contraire, aux

moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence » (frequency selective), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (ISI), on essaye en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [15].

b) Décalage en fréquence (Effet Doppler) : quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler (comme le montre la figure 2.12), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement [26]. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal.

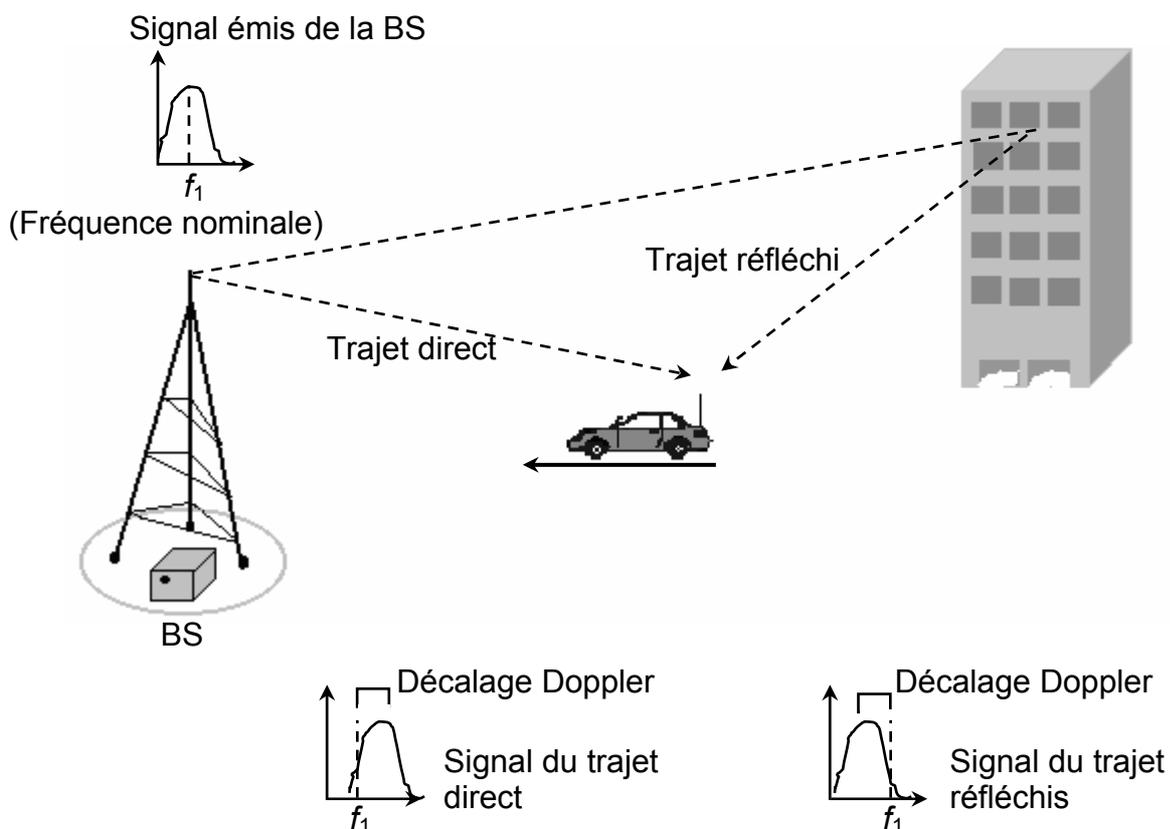


Fig. 2.12. Effet Doppler.

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

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

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

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

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

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

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

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

où le bruit complexe est représenté par $n(t)$, et α_i et τ_i caractérisent, respectivement, l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en deçà d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions

ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre L_T de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale [11] justifie la possibilité de les grouper en L_p paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante α_ℓ pour un retard moyen τ_ℓ , donnant au signal reçu l'expression suivante :

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

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

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

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

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

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

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

où ζ 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 2.13 pour $\sigma_{\alpha\ell} = 0.5$ (et $\zeta = \sqrt{2}$ pour le modèle de Rice).

Cependant d'autres modèles, basés sur des mesures de canaux réels, sont utilisés pour la simulation de transmissions sur canaux radio-mobiles, tel le modèle

Nakagami [27] et le modèle COST (Coopération européenne pour la recherche Scientifique et Technique) [28–31].

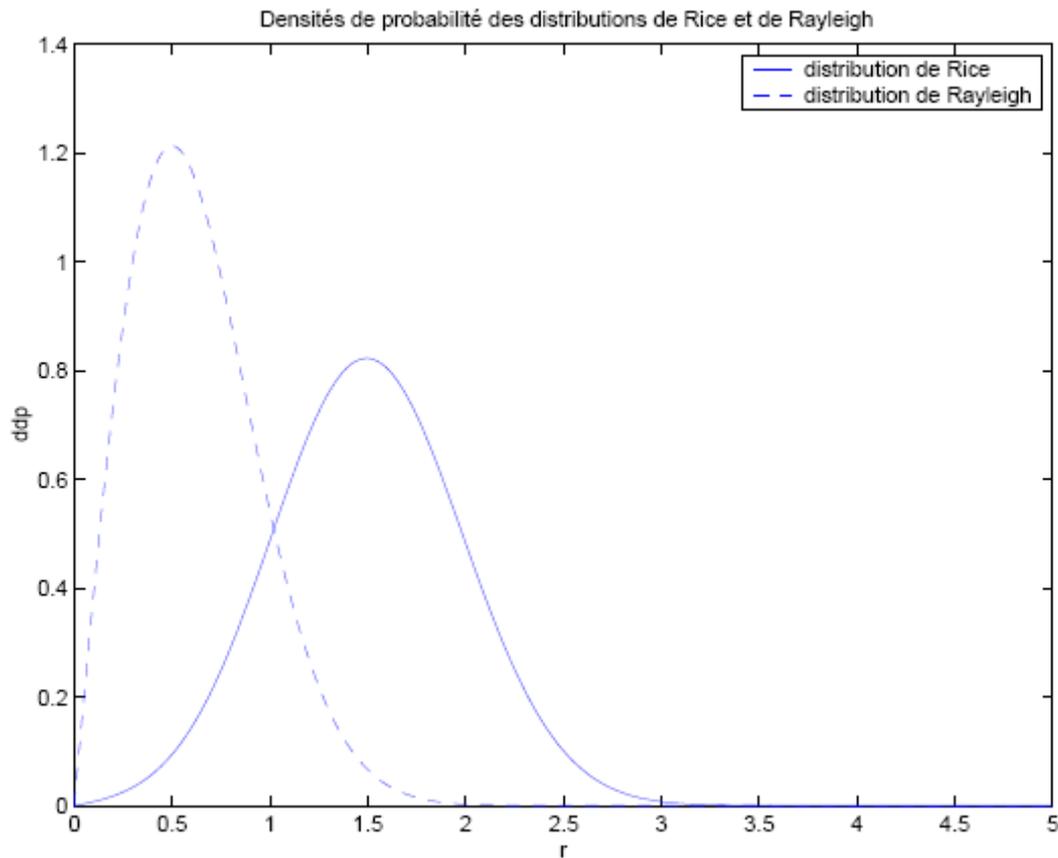


Fig. 2.13. Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh

2.5. SYNCHRONISATION DU CODE

Pour récupérer le signal informatif, le récepteur doit être parfaitement synchronisé sur l'émetteur, ce qui signifie que le code dans le récepteur est exactement aligné sur celui de l'émetteur. Cette opération est réalisée en deux étapes :

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

2.5.1. Synchronisation grossière : l'Acquisition

Le but principal de l'acquisition du code est de réaliser la synchronisation grossière entre l'émetteur et le signal transmis. Ceci est réalisé par la multiplication du signal reçu par des versions décalées du code local (un détecteur est employé pour réaliser cette opération). Chaque position relative entre les codes (de l'émetteur et du récepteur) est appelée « cellule ». Le nombre total des cellules nécessaire pour vérifier l'acquisition est appelé « la région d'incertitude ». Cette région est exploitée par une procédure connue sous le nom d'une stratégie de recherche (voir la figure 2.14). La position dans laquelle les codes sont en phase (synchronisés) est appelée « cellule H_1 » et la position pour laquelle les codes sont non synchronisés est appelée « cellule H_0 »

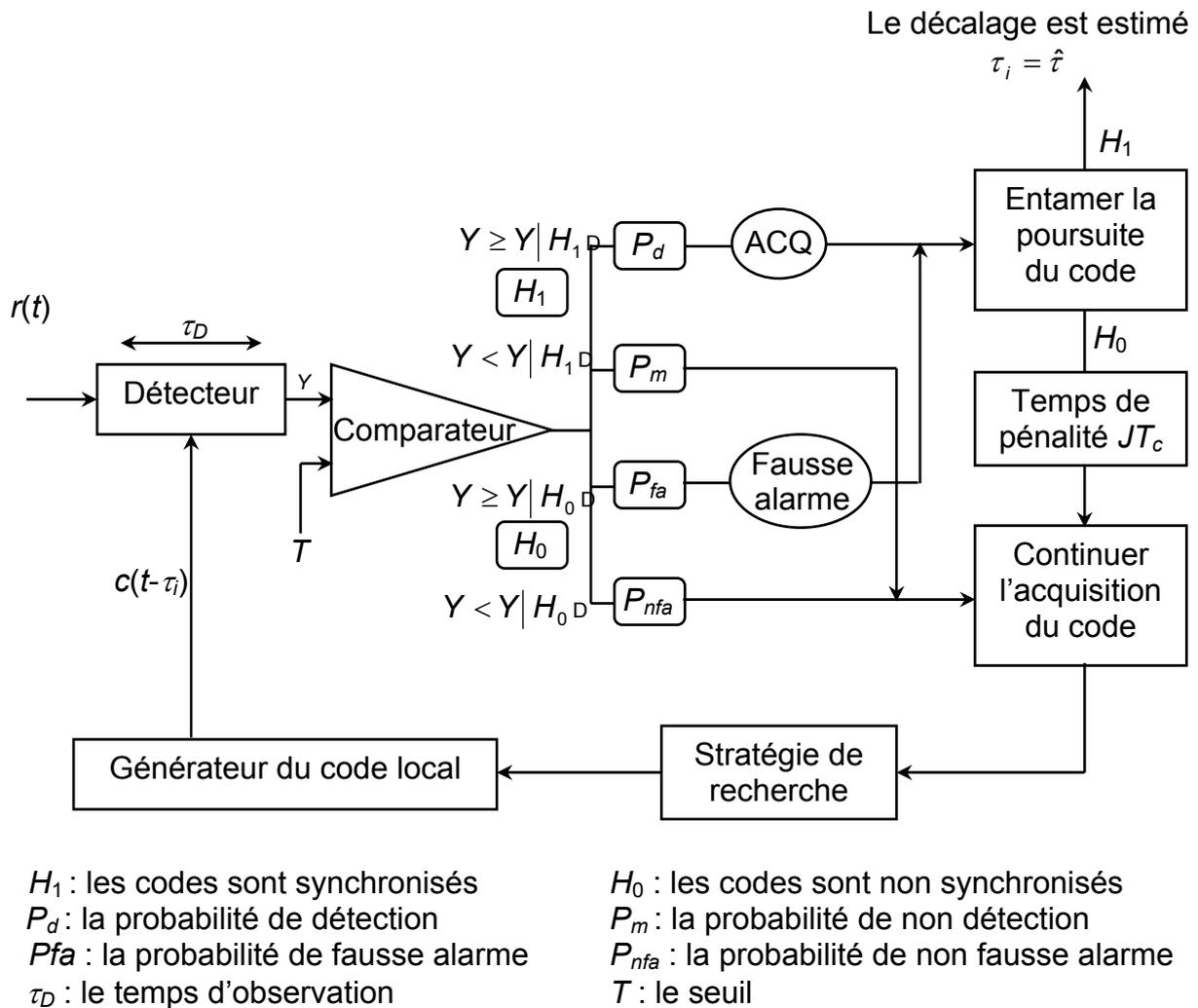


Fig. 2.14. Principe de l'acquisition du code

Comme le montre la Figure 2.14, l'acquisition du code est un processus en boucle fermée commandé par le bloc de la stratégie de recherche. Dans ce processus, la cellule associée à chaque position relative, entre les codes, est testée par le détecteur. Si la synchronisation grossière entre l'émetteur et le récepteur est achevée, le récepteur entame l'opération de la poursuite du code. Si ce n'est pas le cas, on corrige l'estimation et on réessaie avec une autre position relative.

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

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

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

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

b) Structures du détecteur : le détecteur joue un rôle fondamental dans le processus de l'acquisition. Il permet de détecter, avec un degré de précision élevé, la présence des cellules H_1 ou H_0 . La corrélation du signal est calculée sur une période déterminée de temps τ_D appelé le temps d'intégration ou le temps d'observation. En principe, deux approches de base sont possibles : la détection cohérente (coherent

detection) et la détection non-cohérente (noncoherent detection). Ces deux types de détecteurs sont représentés sur la figure 2.15 (a et b).

Notons que dans la plupart des travaux présentés dans la littérature traitant le problème de l'acquisition du code utilisent une détection non-cohérente [32-34]. Cependant, certaines approches avec une détection cohérente sont étudiées dans [35]. Un autre type de structure est le détecteur de la loi carrée (square-law detector) (voir figure 2.15 c) considérée dans [36, 37]

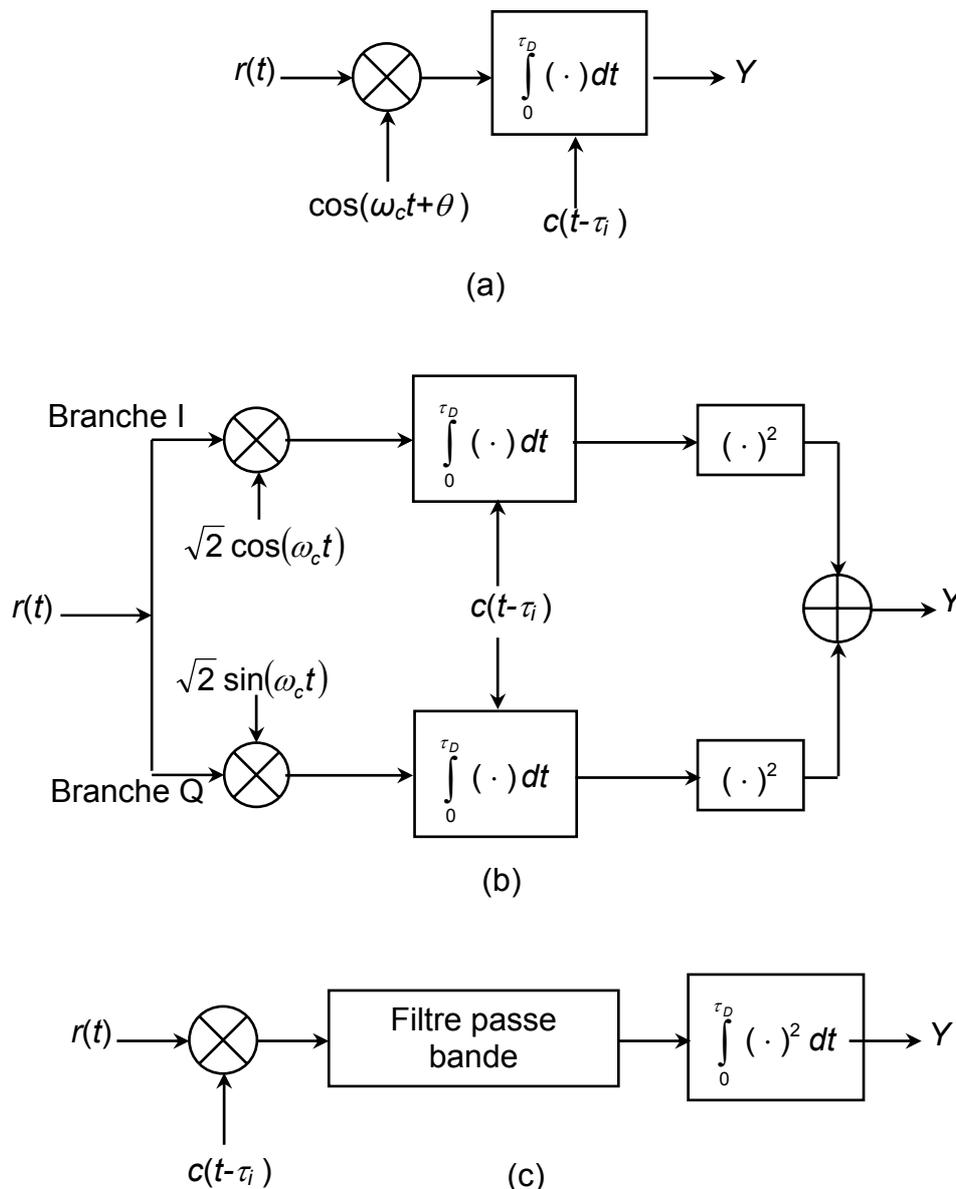


Fig. 2. 15. Structures de détecteur : (a) détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent, (c) détecteur de la loi carrée

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

$$P_d = \Pr \{Y \geq T | H_1\} \quad (2.25)$$

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

$$P_m = \Pr \{Y < T | H_1\} \quad (2.26)$$

Il faut noter que dans le cas de la transmission dans un canal à trajets multiples, on peut trouver plusieurs cellules H_1 .

Dans chacune des positions de déphasage, la synchronisation peut être déclarée incorrectement, avec une probabilité de fausse alarme P_{fa} ou la désynchronisation est détectée correctement avec une probabilité P_{nfa} (voir la figure 2.14).

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

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

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

2.5.2. Poursuite du code (Code tracking)

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

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

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

$c(t)$ étant le code d'étalement.

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

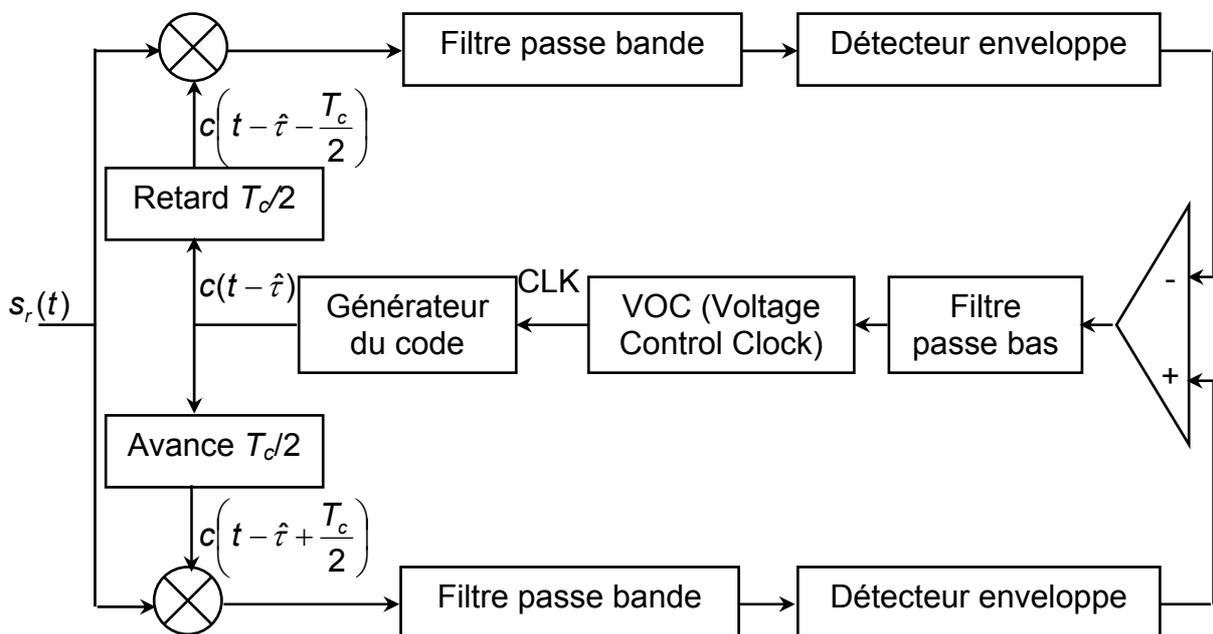


Fig. 2.16. Schéma bloc d'une boucle de poursuite DLL

En pratique, on n'utilise pas ce type de boucle car il présuppose qu'on est capable de démoduler le signal reçu et donc qu'on a une connaissance préalable de la phase de la porteuse. On préfère utiliser des boucles non cohérentes, c'est-à-dire qui ne repose pas sur une connaissance préalable de la phase de la porteuse. On peut citer comme exemple les « Tau-Dither Loops, TDL » qui sont évoquées dans [38].

2.6. ETAT DE L'ART

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

a) *Acquisition série :*

L'acquisition série a été largement investiguée par plusieurs travaux de recherches depuis une génération, elle a été initiée par Sage [39]. 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 Ricienne. Ils ont utilisé le test du rapport de la probabilité d'acquisition séquentielle (Sequential acquisition Probability Ratio Test, SPRT) pour générer les seuils de la décision. Les résultats montrent que l'évanouissement n'affecte pas le taux de fausse alarme, mais il peut réduire d'une manière drastique la probabilité de détection, et notamment dans un canal sélectif en fréquence. Shin et Lee [33] ont proposé une technique basée sur l'utilisation des trajets multiples pour améliorer les performances de l'acquisition du code dans un canal sélectif en fréquence obéissant à un modèle Rayleigh. Ils ont utilisé un détecteur de trois cellules conjointes (joint triple-cell detector). Cette technique a permis d'améliorer la performance de l'acquisition, ceci est dû principalement au gain de l'association des cellules fournies par le détecteur. Dans le même esprit, Yang et *al.* [34] ont montré que l'utilisation d'un détecteur à deux cellules conjointes est plus robuste aux interférences co-canal et aux trajets multiples.

Si on considère que, dans un canal à évanouissement, la corrélation entre les cellules H_1 n'est pas négligeable, l'utilisation du temps d'acquisition moyen comme critère d'évaluation de la performance du système n'est plus valide. Sheen et Wang [40] ont proposé une nouvelle méthode d'évaluation connue sous le nom : fonction de la masse de probabilité (Probability Mass Function, PMF).

Pour diminuer la probabilité de fausse alarme, plusieurs systèmes d'acquisition du code utilisent la technique de la recherche série suivie d'un algorithme de vérification. Le processus de la vérification alterne avec le processus de la recherche et commence si l'acquisition est déclarée. Polydoros et Weber [41] et Long et Moon [42] ont étudié les performances de ce système pour un canal à bruit additif et Chang et Lee [43] l'ont étudié pour un canal à trajet multiples.

Toutes ces approches citées utilisent le détecteur I-Q pour générer la variable de décision. Ce type de détecteur est optimal pour les canaux à bruit Gaussien ou à évanouissement (par l'utilisation du théorème de la limite centrale, le canal à évanouissement peut être approximer par un modèle Gaussien). Cependant, le bruit atmosphérique, par exemple, est expérimentalement assimilé comme étant non-Gaussien. Pour cette raison, Yoon et *al.* [44] ont proposé le détecteur LO (Locally Optimum) pour l'acquisition du code dans des canaux non-Gaussien. L'utilisation du détecteur LO est motivée par sa qualité d'avoir une bonne performance pour les faibles rapports signal sur bruit (SNR). Kim et *al.* [45] ont proposé d'utiliser un détecteur non paramétrique basé sur les statistiques de signe pour déterminer le seuil sans connaissance *à priori* de la puissance des interférences. L'effet des interférences d'accès multiples, des interférences co-canal et le canal sélectif en fréquence (qui suit une loi Rice) sur le détecteur non paramétrique a été étudié dans [46].

b) Acquisition parallèle :

Initialement, quelques systèmes d'acquisition partiellement parallèles ont été proposés dans lesquels plusieurs cellules (moins que le nombre de cellules de la région d'incertitude) sont testées simultanément. Dans [47], un système qui utilise le SAW (Surface Acoustic Wave) a été discuté. Dans un autre travail [48], une

approche qui utilise des filtres adaptatifs à CCD (Charge-Coupled Device) a été proposée.

L'acquisition parallèle du code dans les canaux statiques, non sélectifs en fréquence et à évanouissement, a été traitée par Sourour et Gupta [49-51]. Dans le canal à évanouissement, la performance a été améliorée en fonction du degré de parallélisme. Dans le cas d'un canal statique, c'est plutôt pour les grandes valeurs du SNR que l'amélioration est obtenue, tandis que pour les valeurs faibles du SNR l'usage de moins de parallélisme est recommandé. Dans le même esprit, Corazza [52] a étudié la performance de l'acquisition du code en fonction du degré de parallélisme. Il a également traité le choix optimal pour diviser la région d'incertitude. En général, quand la région de l'incertitude est petite, l'acquisition parallèle apporte une petite amélioration, en terme du temps d'acquisition moyen, par rapport à celle du schéma série. Cette amélioration devient plus significative pour de grande région d'incertitude.

La performance de l'acquisition d'un schéma parallèle dans la cas d'un canal de communication radio mobile terrestre, en tenant compte de l'effet des interférences co-canal, de l'évanouissement sélectif en fréquence qui suit une distribution de Rice, de l'effet de masque, de l'erreur du contrôle de puissance et de la vitesse de l'entité mobile, a été étudiée par Rick et Milstein [53]. Ils ont montré que l'acquisition dans un canal sélectif en fréquence est plus performante que pour un canal non sélectif en fréquence, ceci est dû au gain de la diversité obtenu par les trajets multiples.

La règle de décision conventionnelle, pour l'acquisition parallèle, consiste à choisir la plus grande valeur de la variable de décision. Cependant, un tel système n'est optimal que pour les modèles de chips synchrones, dans lesquels le retard du temps du code PN reçu est supposé être un nombre entier. Pour les modèles de chips asynchrones, où la disparité entre les limites du chip des deux codes existe, Yoon et *al.* [54] ont proposé une nouvelle règle de décision basée sur le critère du maximum de vraisemblance (ML). Cependant, cette règle reste difficile à exécuter.

c) Acquisition hybride :

L'étude de la performance d'une structure hybride a été étudiée par Zhang [55] dans deux types de canaux à évanouissement : l'un obéissant à un modèle de Rayleigh et l'autre à un modèle de Rice. Cette étude a montré que l'augmentation du temps d'acquisition moyen dépend du nombre d'utilisateurs, du SNR et du degré de parallélisme.

Notons qu'une synchronisation exacte et rapide du code est une condition par excellence d'un système de communication à spectre étendu. Xu et *al.* [56] ont introduit une nouvelle méthode utilisant un algorithme avec un passage itératif du message (IMPA, Iterative Message Passing Algorithm). Avec cette technique, on peut générer une séquence locale plus ou moins synchrone sur celle reçue. L'analyse de cette technique a montré que la probabilité de détection obtenue est équivalente à celle d'une recherche série.

d) Acquisition avec une diversité d'antennes :

Peu de travaux de recherche ont traité le problème d'acquisition du code PN dans des schémas avec une diversité d'antennes. Dans [57], Dlugos et Scholtz ont suggéré l'utilisation de la méthode basée sur le maximum de vraisemblance pour estimer la phase du code reçu. Cependant, pour les systèmes à code long, cette approche d'acquisition présente l'inconvénient d'exiger un temps de calcul excessif. Dans [58], Rick et Milstein ont proposé un processeur d'acquisition non-cohérent aux systèmes avec antennes multiples. Dans cette approche, les signaux reçus, dans les différentes antennes, sont combinés d'une manière non cohérente pour obtenir un gain plus conséquent dû à l'augmentation dans le rapport signal sur interférence (Signal-to-Interference Ratio, SIR). L'analyse de la performance a été faite pour un canal statique et avec l'hypothèse que les signaux reçus dans les différentes antennes sont à évanouissement non corrélé. Ils ont ainsi obtenu une amélioration considérable par rapport à un système mono antenne.

Dans certains environnements, la corrélation spatiale, certes légère, est inévitable dû à l'espace insuffisant entre les antennes. Shin et Lee [59] ont proposé une approche plus générale qui inclue l'approche proposée dans [58] comme un cas

particulier. L'analyse du détecteur a été faite pour un canal sélectif en fréquence qui suit une loi Rayleigh en considérant l'existence d'une corrélation spatiale. Ils ont montré que l'usage d'un grand nombre d'antennes est préférable pour réduire le temps d'acquisition moyen pour de faibles valeurs du SIR. Cependant, pour de fortes valeurs, le temps d'acquisition moyen a tendance à augmenter. Dans un environnement de ce type, la présence d'une corrélation spatiale fait augmenter ou diminuer le temps de l'acquisition moyen d'environ 50% par rapport aux cas avec des évanouissements décorrélés. L'effet de la corrélation spatiale sur le taux d'erreur binaire et la capacité du système ont été étudiés dans [60] et [61].

e) Acquisition adaptative:

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

Pour surmonter ce problème, des systèmes d'acquisition basés sur des détecteurs à seuillage adaptatif ont fait l'objet de nombreuses recherches. Dans ces études, le système utilise les résultats du corrélateur pour estimer le niveau du bruit de fond et permet ainsi d'obtenir un seuil qui s'adapte aux variations de l'environnement. D'un autre côté, si la transmission du signal dans un environnement de propagation riche en échos, le signal global reçu représente la contribution d'un nombre inconnu de répliques du signal initialement transmis. Chacune des répliques est caractérisée par une atténuation de puissance et un temps de retard spécifique. Pour contourner l'effet provoquée par la présence de trajets multiples, Kim et *al.* ont présenté dans [62], un processeur basé sur les statistiques d'ordre (OSAP, Order Statistics Acquisition Processor), où le $k^{\text{ième}}$ échantillon ordonné est utilisé pour estimer la puissance du bruit. Dans [63], les mêmes auteurs, ont proposé le processeur adaptatif (AAP, Adaptive Acquisition Processor). L'idée de base de l'AAP(k) est de classer les échantillons par ordre croissant. Ensuite, les k plus grands

échantillons sont censurés et la somme des restants est utilisée pour estimer le niveau du bruit. Le même principe a été appliqué sur l'approche de l'acquisition hybride dans [64]. Un autre système d'acquisition adaptative, basé sur un seuil d'excision, a été proposé par Song et Hu [65] pour un canal à bruit additif. Toutefois, dans ces systèmes d'acquisition, le point de censure k ou le seuil de l'excision sont pré-réglés pour tous les environnements, tandis que dans les applications pratiques, le nombre de répliques est non seulement inconnu mais peut varier dans le temps. Par conséquent, si le nombre de cellules à censurer est mal choisi, le système peut présenter une dégradation significative dans la détection et par conséquent une augmentation considérable du temps d'acquisition moyen.

Une étude comparative entre les différentes règles de décision (à seuil fixe, à seuil adaptatif et à seuil optimal), dans un canal à un seul trajet, a été proposée par Linatti [66]. 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'optimale.

Pour les systèmes d'acquisition à antennes multiples. Oh et *al.* [67] ont montré que la combinaison entre la structure d'acquisition hybride et l'algorithme CA-CFAR (Cell Averaging–Constant False Alarm Rate) améliore la performance de la détection. Cependant, malgré l'existence de plusieurs cellules H_1 dans les canaux à évanouissement sélectif en fréquence, le temps d'acquisition moyen de ce système n'a été calculé que pour l'hypothèse de l'existence d'une seule cellule H_1 . Zhang et *al.* [68] ont utilisé des corrélateurs spatio-temporels (STC, Spatial-Temporal Correlators) pour améliorer la performance d'acquisition. Cette approche a fourni une protection effective contre les brouilleurs (jammer).

2.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de l'étalement de spectre, en particulier l'étalement de spectre par séquence directe. En effet, grâce aux propriétés des séquences (codes PN) d'étalement, le CDMA offre une plus grande flexibilité, notamment en terme de nombre d'utilisateurs et de débit. Quelques modèles de canaux de transmission qu'on peut rencontrer en pratique ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les

communications radio–mobiles. Nous avons ainsi défini l'étalement temporel et l'effet Doppler.

Pour pouvoir évaluer les performances des détecteurs que nous avons proposés et que nous présenterons dans la suite de ce manuscrit, il nous a paru intéressant de rappeler les notions de base concernant l'acquisition du code et de donner un aperçu sur les principaux travaux publiés dans la littérature pour mettre en évidence l'intérêt de notre contribution.

CHAPITRE 3

ACQUISITION ADAPTATIVE DU CODE PN UTILISANT UNE CENSURE AUTOMATIQUE

Résumé

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche de l'acquisition adaptative du code basée sur la stratégie de la recherche série et utilisant un algorithme de censure automatique des trajets multiples. Cette approche ne nécessite aucune connaissance a priori du nombre de trajets combinés dans le signal reçu. Nous donnons les principales hypothèses considérées et nous analysons les performances du système par l'utilisation du temps d'acquisition moyen comme principal paramètre.

Sommaire

- 3.1 INTRODUCTION.
 - 3.2 FORMULATION DU PROBLEME ET DESCRIPTION DU SYSTEME.
 - 3.3 ANALYSE DES PERFORMANCES.
 - 3.4 RESULTATS ET DISCUSSIONS.
 - 3.5 CONCLUSION.
-
-

3.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche d'acquisition adaptative du code PN pour un canal à évanouissement lent obéissant à une loi Rayleigh. L'idée de base est de censurer les échantillons correspondants aux répliques du signal émis dues à l'effet des trajets multiples en utilisant le détecteur ACCA-ODV proposé dans [69]. Nous l'avons appelé ACAP (Automatic Censoring Acquisition Processor). Contrairement aux détecteurs d'acquisition à point de censure fixe [62-64], l'ACAP ne nécessite aucune connaissance *a priori* sur le nombre des trajets multiples.

3.2. FORMULATION DU PROBLEME ET DESCRIPTION DU SYSTEME

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

3.2.1. Hypothèses de base

Dans notre étude, nous avons considéré le modèle de canal le plus largement accepté [24] à savoir, un canal à évanouissement des trajets multiples avec des lignes à retard d'un chip entre deux trajets successifs. Comme le montre la figure 3.1, chaque ligne est multipliée par une variable aléatoire complexe, invariante dans le temps, indépendante et obéissant à un modèle Gaussien. On suppose également l'existence de L_p lignes correspondant à L_p répliques reçues. L'amplitude et la phase de l'évanouissement du $\ell^{\text{ème}}$ trajet sont représentées respectivement par α_ℓ et θ_ℓ . Dans ce cas, α_ℓ est une variable aléatoire selon une loi Rayleigh et θ_ℓ est une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi)$. En plus, si on considère que l'évanouissement est suffisamment lent, l'amplitude et la phase restent alors constantes au cours du temps d'observation mais peuvent changer, d'une façon indépendante, d'un intervalle à l'autre. Il est également supposé que la diffusion de puissance dans chaque trajet décroît exponentiellement avec un taux β . Si la puissance totale de l'évanouissement dans tous les trajets multiples est normalisée à un, la puissance moyenne de l'évanouissement pour chaque trajet est donnée par [33] :

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

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

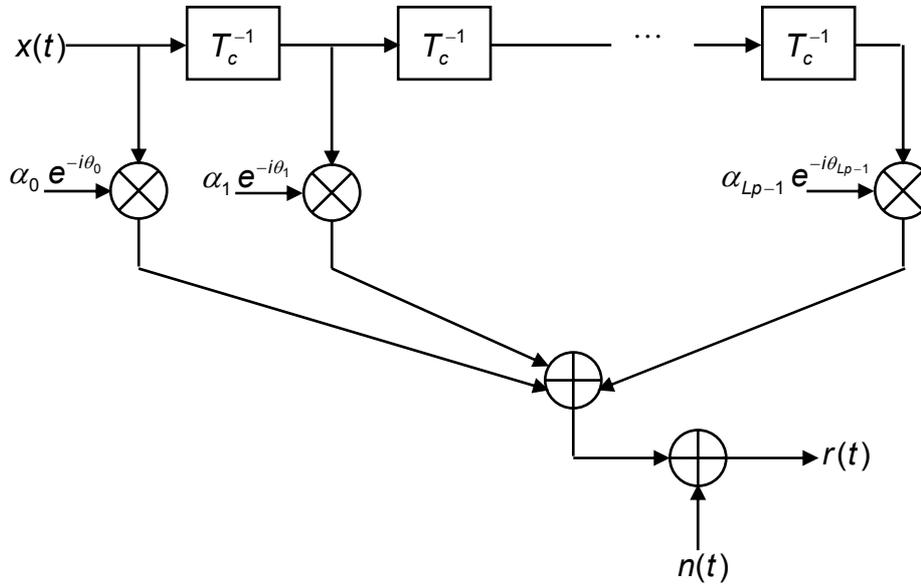


Fig. 3.1. Le modèle d'un canal sélectif en fréquence

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

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

où, P_0 est l'amplitude du signal, $c(t)$ le code PN, T_c la durée d'un chip, τ la phase du code à estimer, ω_c la fréquence de la porteuse et $n(t)$ un bruit AWGN de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $N_0/2$.

Le signal reçu $r(t)$ est corrélé avec le code PN généré localement par le récepteur. Notons qu'il pourrait y avoir autant de cellules de synchronisation que de nombre de trajets multiples. En absence des données utiles au cours du processus d'acquisition, les sorties des corrélateurs I et Q (voir la Figure 3.2) peuvent être écrites, respectivement :

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

et

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

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

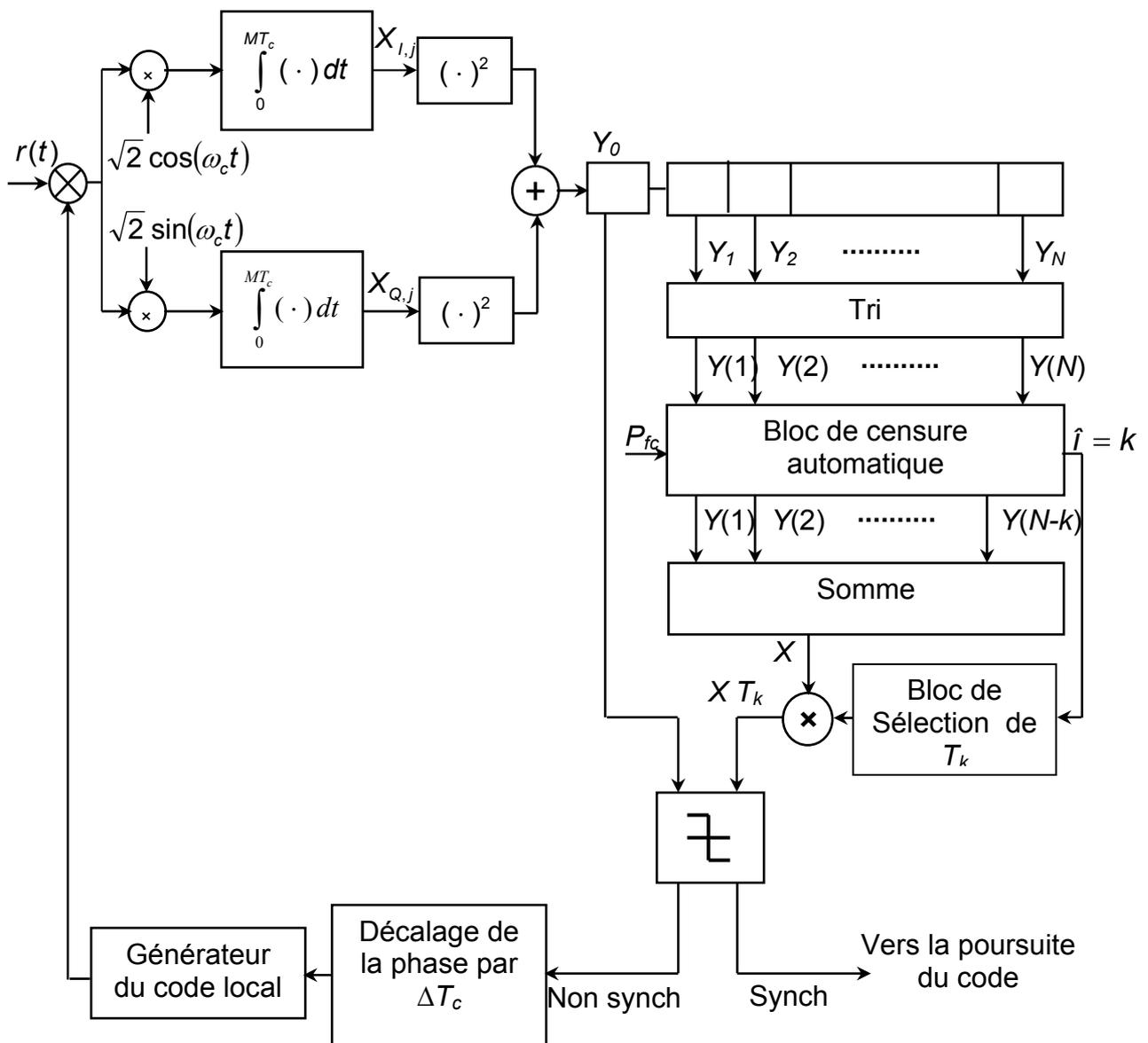


Fig. 3.2. Schéma Bloc du processeur d'acquisition.

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

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

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

où

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

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

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

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

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

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

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

3.2.2. Censure automatique

Les variables de décision sont envoyées en série dans un registre à décalage de longueur $N+1$. Le premier échantillon, noté Y_0 , correspond à la cellule sous test. Les N échantillons restants correspondent aux cellules de référence Y_j , ($j = 1, 2, \dots, N$). Les Y_j sont d'abord classés par ordre croissant pour former la statistique d'ordre suivante:

$$Y(1) \leq Y(2) \leq \dots \leq Y(N) \quad (3.11)$$

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

$$X = \sum_{j=1}^{N-\hat{i}} Y(j) \quad (3.12)$$

où, \hat{i} représente le nombre estimé d'échantillons qui seront éliminés par le bloc de censure automatique, comme le montre la figure 3.2. Afin d'estimer le nombre de cellules indésirables, les statistiques de variabilité ordonnées (ODV) sont utilisées [70].

L'estimateur \hat{i} est utilisé pour produire les statistiques X et sélectionner le facteur multiplicatif T_k ($\hat{i} = k$) correspondant qui permet de maintenir un taux de fausse alarme constant dans un environnement homogène. La décision du détecteur sera en fonction du résultat du test de comparaison de l'échantillon de la cellule sous test Y_0 à $X.T_k$. Si Y_0 dépasse $X.T_k$, la phase en cours d'investigation est supposée être la bonne (cellule H_1). Le système d'acquisition déclenche alors l'étape de poursuite du code (Tracking). Sinon (cellule H_0), la phase relative de la séquence du code, générée localement, est réajustée et le processus est répété de la même manière.

L'idée de base de l'algorithme de censure automatique consiste à considérer que les p cellules les plus basses sont identiquement distribuées et constituent une population homogène (qui est l'estimation initiale du niveau du bruit), à condition que $p > 12$ [69]. Une fois cette hypothèse posée, la suite de l'opération consiste à chercher d'une manière itérative les cellules ayant la même distribution que la

population initiale et par conséquent une homogénéité de la population. Pour atteindre cet objectif, on opère cellule par cellule en construisant, itérativement, les sous ensembles ordonnés E_Y . Ces sous ensembles sont formés d'une partie fixe (les p premières cellules) et d'une partie variable, y , prise successivement, dans l'intervalle $[Y(p+1), Y(N)]$. A chaque étape k , on calcule le paramètre de forme V_k relatif à la population $E_Y = \{Y(1), Y(2), \dots, Y(p), y\}_{y=Y(N-k)}$ tel que

$$V_k = \frac{\mu_p + y^2}{(\sigma_p + y)^2} \Big|_{y=Y(N-k)} \quad (3.13)$$

où

$$\sigma_p = \sum_{j=1}^p Y(j) \text{ et } \mu_p = \sum_{j=1}^p Y^2(j) \quad (3.14)$$

ensuite on effectue le test statistique correspondant afin de décider si E_Y est homogène (Hypothèse H_h) ou non homogène (Hypothèse H_{nh}). Tant que E_Y est déclaré non homogène la cellule y correspondante est rejetée puis on passe à la cellule de rang inférieur. L'algorithme s'arrête dès que le premier test d'homogénéité est obtenu.

$$\begin{array}{c} H_{nh} \\ > \\ V_k < S_k \\ < \\ H_h \end{array} \quad (3.15)$$

Enfin, le nombre estimé \hat{i} des cellules censurées est fixé par l'indice de l'itération, k . Selon cette description, la forme séquentielle de l'algorithme ODV peut s'écrire de la façon suivante [69] :

Etape 1 : $y = Y(N-k)$.

Etape 2 : Construire la population ordonnée $E_Y = \{Y(1), Y(2), \dots, Y(p), y\}$

Etape 3 : Calculer la statistique ODV, V_k , comme paramètre de forme de la population E_Y .

Etape 4 : Effectuer le test ODV donné par (3.15).

Répéter les étapes de 1 à 4 pour $k = 0, 1, \dots$, jusqu'à ce la première homogénéité est décidée ou $k = N-p$.

Etape 5 : $\hat{i} = k$ (nombre estimé des cellules à censurer).

L'utilisation séquentielle des tests ODV (3.15), nécessite les valeurs des seuils ODV correspondants S_k . Ces seuils sont déterminés de façon à maintenir un taux de fausse censure constant (P_{fc}) pour chaque itération ce qui nous garanti une même sensibilité vis-à-vis de la détection de chaque réplique du signal [69].

Afin de réduire le temps de traitement induit par ce schéma séquentiel, une architecture à deux niveaux, basée sur une approche parallèle a été également proposée dans [69]. Cette dernière solution permet de garantir un temps de calcul inférieur au temps d'observation $M.T_c$.

3.3. ANALYSE DES PERFORMANCES

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

3.3.1. Probabilité de détection et taux de fausse alarme

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

$$f_Y(y|H_1^\ell) = \frac{1}{2\sigma_\ell^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_\ell^2}\right) \quad (3.16)$$

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

$$\sigma_\ell^2 = 1 + \nu E[\alpha_\ell^2] \quad (3.17)$$

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

$$\nu = \frac{P_0 T_c}{N_0} \quad (3.18)$$

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

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

$$f_Y(y|H_0) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) \quad (3.19)$$

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

$$P_{d\ell} = E\{P[Y_0 > XT_k | H_1^\ell]\} \quad (3.20)$$

$$P_{fa} = E\{P[Y_0 > XT_k | H_0]\} \quad (3.21)$$

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

$$P_{fa} = - \sum_j \text{Res} \left[\varpi^{-1} \Phi_{Y_0|H_0}(\varpi) \Phi_X(-T_k \varpi), \varpi_j \right] \quad (3.22)$$

où, $\text{Res} [.]$ désigne le résidu. Φ_X est la MGF du bruit total estimé X et $\Phi_{Y_0|H_0}$ est la MGF de la cellule sous test Y_0 sous l'hypothèse H_0 . Les ϖ_j sont les pôles de $\Phi_{Y_0|H_0}$ dans le demi plan gauche de ϖ . L'expression de la MGF dans un environnement homogène selon une loi Rayleigh est donnée par [71]

$$\Phi_{Y_0|H_0}(\varpi) = \frac{1}{(1+\varpi)} \quad (3.23)$$

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

$$\Phi_x(\varpi) = \prod_{j=1}^{N-k} \left[1 + \frac{N-k+1-j}{N+1-j} \varpi \right]^{-1} \quad (3.24)$$

En substituant (3.23) et (3.24) en (3.22) et en évaluant le résidu à un seul pôle simple $\varpi_0 = -1$, l'expression de la P_{fa} , pour un k fixé, est donnée par [73]

$$P_{fa} = \binom{N}{N-k} \prod_{j=1}^{N-k} \left(T_k + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1} \quad (3.25)$$

La $P_{d\ell}$ est tout simplement déduite à partir de l'expression de la P_{fa} en remplaçant T_k par T_k/σ_ℓ dans (3.25), donc :

$$P_{d\ell}(k) = \binom{N}{N-k} \prod_{j=1}^{N-k} \left(\frac{T_k}{\sigma_\ell^2} + \frac{N-j+1}{N-k-j+1} \right)^{-1} \quad (3.26)$$

Pour une P_{fa} désirée, les facteurs de seuillage, T_k , sont calculés à partir de (3.25) et stockés dans un tableau. Lorsque le bloc de censure automatique fournit l'estimation du nombre de cellules à censurer, $\hat{i} = k$, le système commutera vers le seuil T_k correspondant. Le tableau 3.1 donne les valeurs de T_k obtenues pour une $P_{fa} = 10^{-4}$.

N	p	T _k												
		T ₀	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	T ₇	T ₈	T ₉	T ₁₀	T ₁₁	T ₁₂
16	12	0.77	1.01	1.28	1.63	2.08	—	—	—	—	—	—	—	—
24	16	0.46	0.56	0.65	0.76	0.89	1.04	1.22	1.43	1.70	—	—	—	—
36	24	0.29	0.33	0.37	0.41	0.45	0.50	0.55	0.61	0.67	0.74	0.83	0.92	1.03

Tableau 3.1. Les seuils T_k pour $P_{fa}=10^{-4}$

3.3.2. Temps d'acquisition moyen

Dans les canaux à évanouissement lent (sélectifs en fréquence), de nombreux trajets peuvent exister. Du point de vue de l'acquisition, l'existence de trajets multiples implique une existence de plusieurs cellules H_1 . Ainsi, le temps d'acquisition moyen peut être calculé en utilisant la méthode graphique [74] comme illustré dans la figure 3.3. Les nœuds représentent les états, les branches représentent les transitions d'état et z représente l'opérateur du retard unitaire. Supposant qu'il existe q états qui incluent les L_p cellules H_1 et les $(q - L_p)$ cellules H_0 .

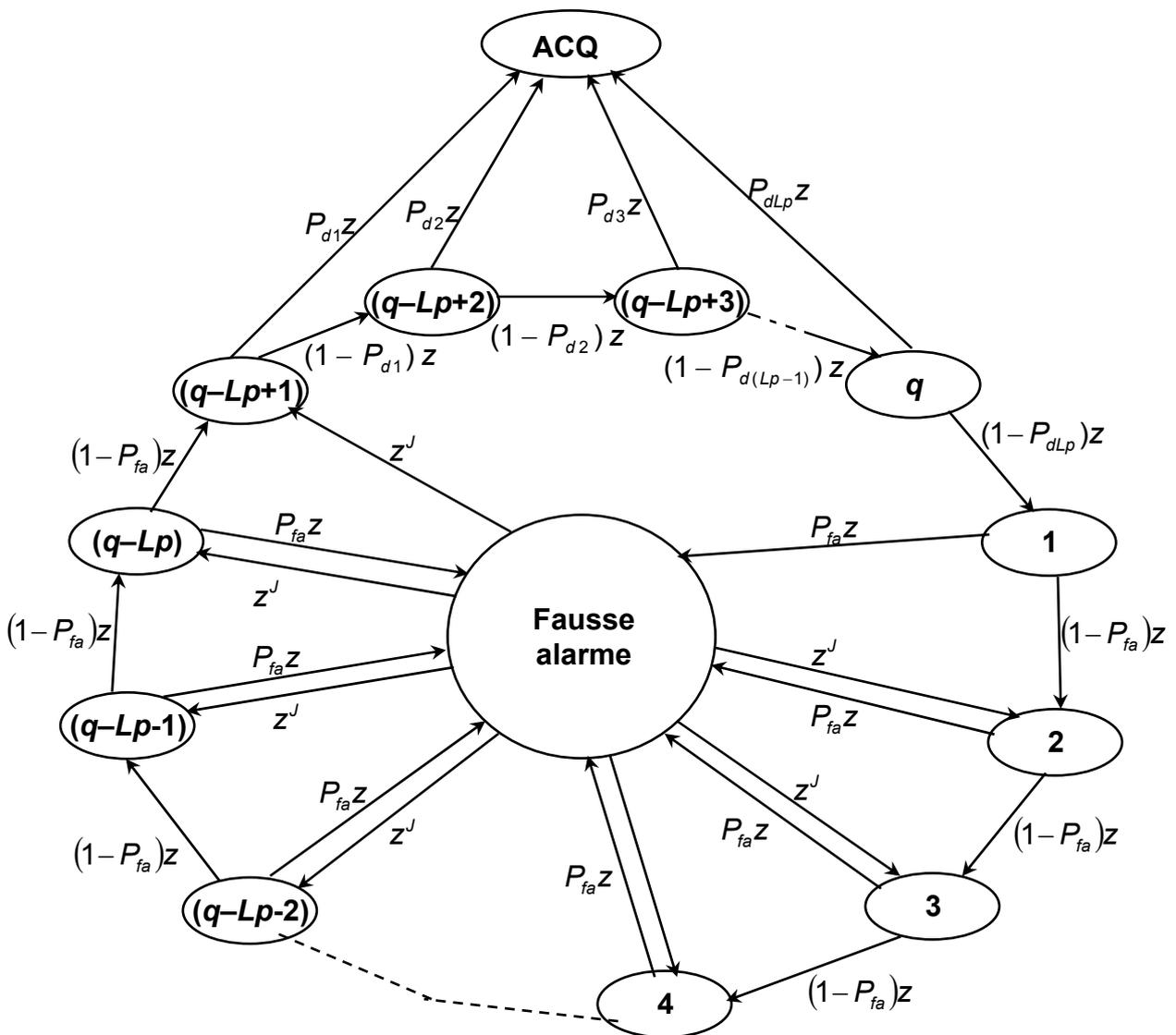


Fig. 3.3. Diagramme des états du système d'acquisition série sous l'hypothèse de plusieurs H_1

Les conditions suivantes sont utilisées pour calculer le temps d'acquisition moyen :

- Une distribution uniforme de la séquence du code PN produit une même probabilité de départ à partir de chaque noeud.
- Le départ à partir du noeud de la bonne phase (cellule H_1) est exclu.
- Le temps du traitement du processus ACAP proposé n'affecte pas le calcul du temps d'acquisition moyen.

Par l'utilisation des règles de la réduction du diagramme des états, on peut simplifier la figure 3.3 comme suit :

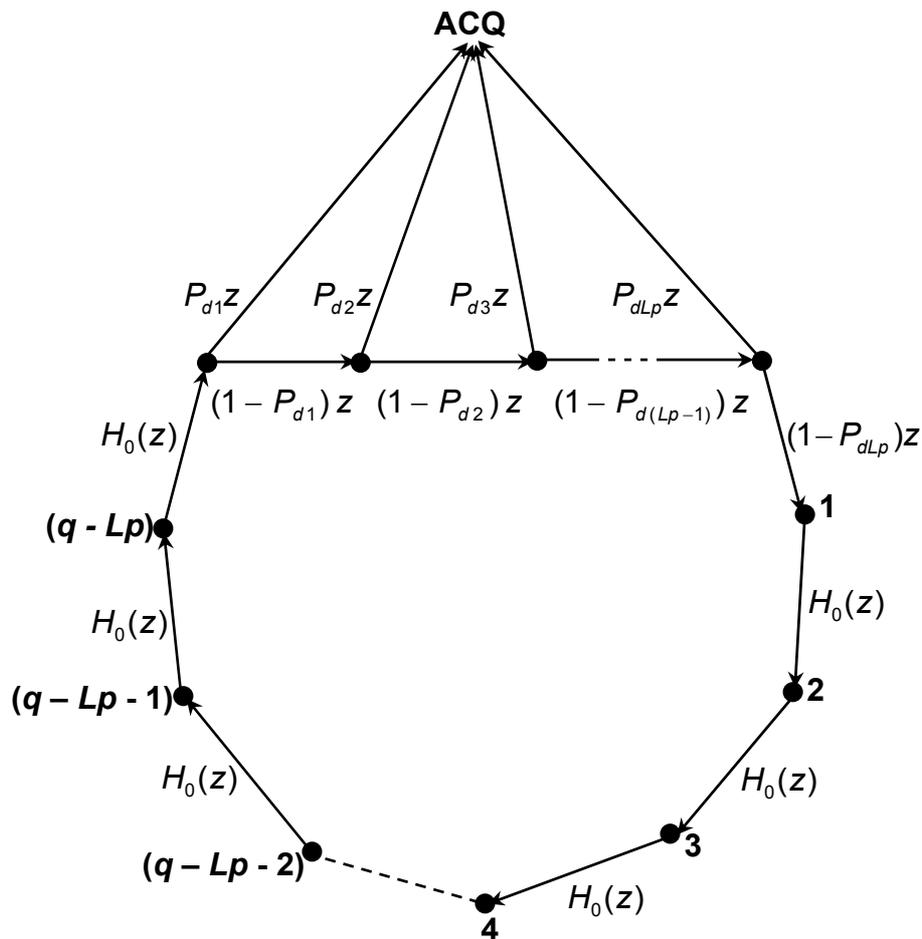


Fig. 3.4. Diagramme des états simplifié.

Selon la figure 3.4, la fonction de transfert du système est donnée par :

$$H(z) = \frac{1}{(q - L_p)} \frac{H_D(z) [1 - H_0^{q-L_p}(z)]}{[1 - H_M(z) H_0^{q-L_p}(z)] [1 - H_0(z)]} \quad (3.27)$$

où, $H_D(z)$ et $H_M(z)$ incluent tous les trajets conduisant à la réussite de la détection et de la non détection (miss), respectivement. $H_D(z)$, $H_0(z)$ et $H_M(z)$ peuvent être exprimées comme suit :

$$H_D(z) = \sum_{j=1}^{L_p} \left\{ P_{dj} z \left[\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) z \right] \right\} \quad (3.28)$$

où $\prod_{i=1}^0 (1 - P_{di}) z = 1$

$$H_0(z) = (1 - P_{fa}) z + P_{fa} z^{J+1} \quad (3.29)$$

J étant le facteur de pénalité.

et

$$H_M(z) = \prod_{j=1}^{L_p} (1 - P_{dj}) z = P_M z \quad (3.30)$$

avec $P_M = \prod_{j=1}^{L_p} (1 - P_{dj})$

Le temps d'acquisition moyen peut être calculé comme suit [74]

$$E[T_{acq}] = \left[\frac{dH(z)}{dz} \Big|_{z=1} \right] MT_C \quad (3.31)$$

Lorsque $z = 1$, le numérateur et le dénominateur de l'équation (3.31) tendent vers zéro. Dans ce cas, la règle de l'Hospital est utilisée pour surmonter cette indétermination. Après quelques manipulations algébriques, nous pouvons montrer que :

$$E[T_{acq}] = \frac{2 \sum_{j=1}^{L_p} j P_{dj} \prod_{i=1}^{j-1} P_{di} + 2L_p P_M + (q - L_p)(1 + J P_{fa})(1 + P_M)}{2(1 - P_M)} M T_C \quad (3.32)$$

Sachant que $q \gg L_p$, donc l'expression (3.32) du temps d'acquisition moyen peut être approximée par :

$$E[T_{acq}] \approx \frac{(1 + P_M)(1 + J P_{fa})}{2(1 - P_M)} q M T_C \quad (3.33)$$

3.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, les performances, en terme de détection et de temps d'acquisition moyen, du système proposé sont évaluées et comparées à celles obtenues par l'OSAP [62] et l'AAP(k) [63]. Pour cela, nous avons considéré les hypothèses réalistes suivantes :

- Une séquence périodique du code PN de longueur L_c de 1023 cadencée à un rythme de 1 Mchips/s. Dans ce cas, et pour ($\Delta^{-1} = 1$), la mise à jour du processus de recherche est de $T_c = 1 \mu s$ et le nombre d'itérations, q , nécessaire pour parcourir toute la région d'incertitude est de 1023.
- Un facteur de pénalité, J , fixé à 1000 (le temps de pénalité est égale à $J M T_C$ en secondes).
- Les probabilités de détection sont simulées avec 10^5 essais selon la technique de Monte-Carlo.
- Une Pfa de 10^{-4} .
- Les cellules H_1 et les cellules H_0 ont été générées selon les modèles définis par (3.16) et (3.19), respectivement.
- Les puissances des signaux relatifs aux trajets multiples sont sélectionnées selon un profil de décomposition exponentielle donnée par (3.1) (3.17) et (3.18), avec $\vartheta = 1$.

- Les performances sont analysées pour un canal à évanouissement lent et qui suit une distribution Rayleigh.

Concernant le processeur OSAP, nous avons considéré le $(3N/4)^{\text{ième}}$ échantillon ordonné pour estimer la puissance du bruit. Les paramètres associés, pour chaque situation considérée, sont indiqués directement sur la figure des courbes correspondantes.

Pour les seuils S_k de l'ODV, ils ont été calculés pour une probabilité de fausse censure, P_{fc} , de 10^{-2} (voir le tableau 3.2).

N	p	S_k											
		S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
16	12	0.356	0.246	0.199	0.173	—	—	—	—	—	—	—	—
24	16	0.332	0.235	0.189	0.162	0.143	0.131	0.122	0.117	—	—	—	—
36	24	0.230	0.160	0.130	0.113	0.102	0.093	0.088	0.083	0.080	0.078	0.076	0.074

Tableau 3.2. Seuils ODV, S_k , pour $P_{fc} = 10^{-2}$

La figure 3.5 représente les courbes de la probabilité de détection, P_d , du système proposé, à savoir l'ACAP, en fonction du SNR/chip en (dB) pour différentes longueurs de corrélation partielle M (temps d'observation). Comme prévu, on remarque que plus la longueur de la corrélation partielle est grande, plus la détection est meilleure.

La figure 3.6 illustre la moyenne des temps d'acquisition de l'ACAP en fonction du SNR/chip, avec M comme paramètre de performance. Nous observons que lorsque le SNR/chip est supérieur à -14dB, le temps d'acquisition moyen est amélioré pour les petites valeurs de M . Dès que le SNR/chip est inférieur à -14dB, les grandes valeurs de M sont celles qui donnent le meilleur T_{acq} ,

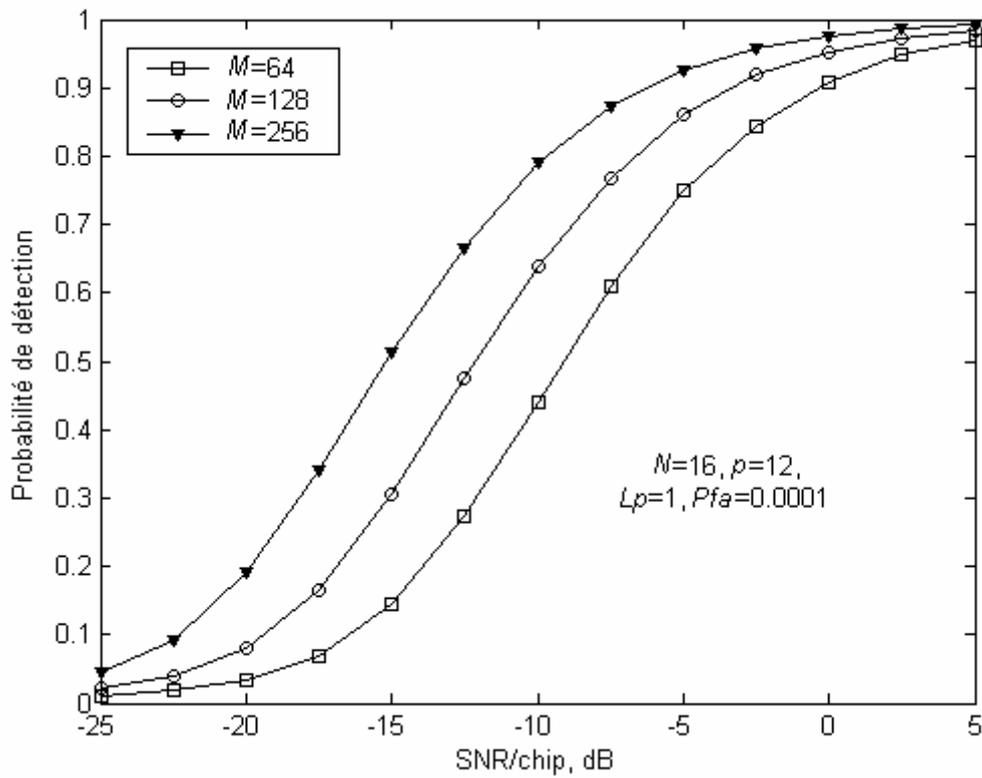


Fig. 3.5. P_d du système ACAP en fonction de la longueur de la corrélation partielle.

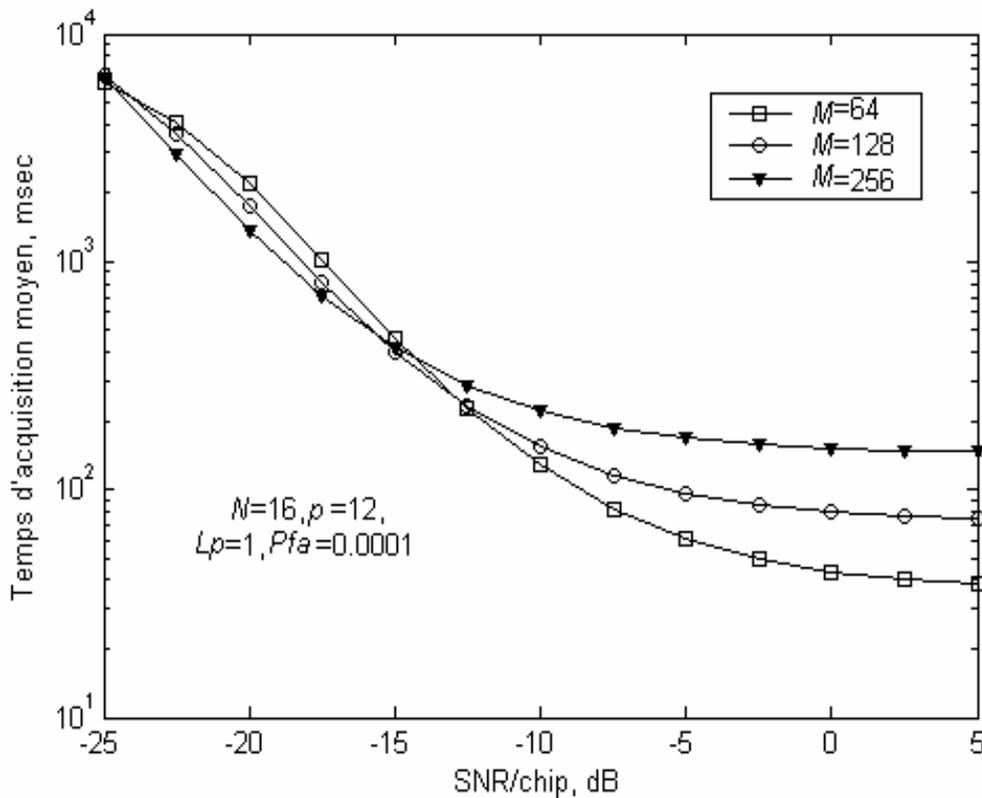


Fig. 3.6. T_{acq} du système ACAP en fonction de la longueur de la corrélation partielle

Considérons maintenant une comparaison entre les temps d'acquisition des processeurs ACAP ($p = 12$), OSAP et AAP(k). La figure 3.7 décrit le cas où le canal ne contient qu'un seul trajet ($L_p = 1$) situé à la cellule sous test (milieu homogène). Nous constatons que l'ACAP présente les mêmes performances que l'AAP(0) mais plus robuste que l'OSAP et AAP(k) $_{k \neq 0}$. Il faut noter que le AAP(0) se réduit à un détecteur CA-CFAR (Cell Averaging-Constant False Alarm Rate) qui est considéré comme étant le processeur le plus approprié dans un environnement homogène.

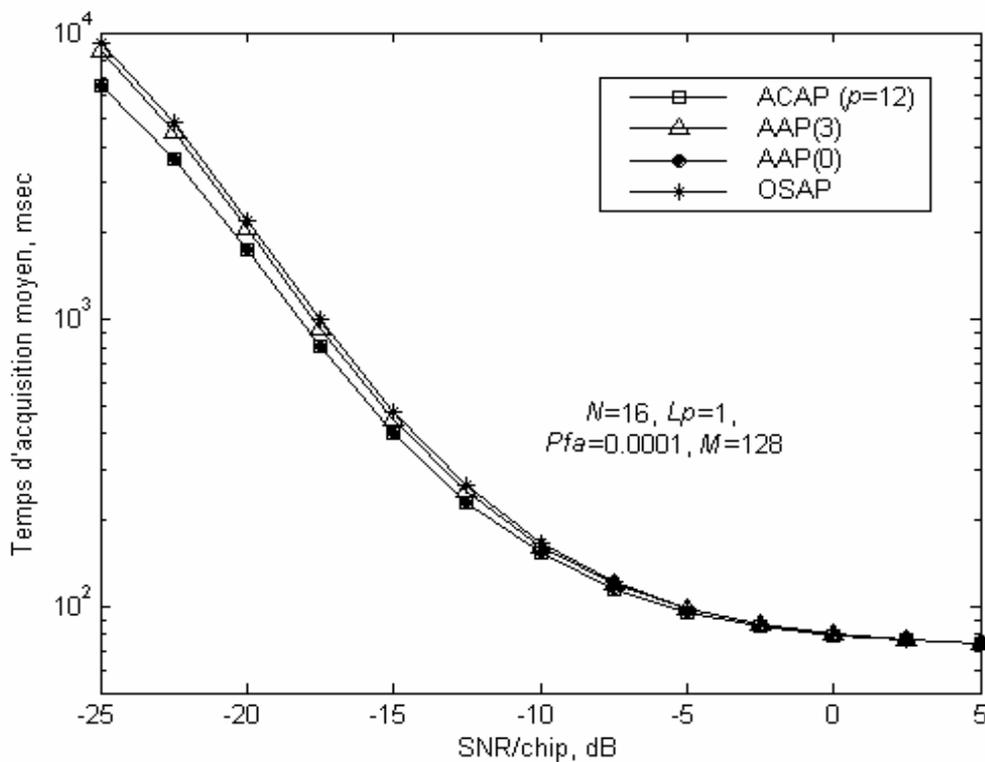


Fig. 3.7. T_{acq} de l'ACAP, l'OSAP et l'AAP(k) dans un environnement homogène

La figure 3.8 montre un ensemble de courbes représentant le temps d'acquisition moyen en fonction du SNR/chip du système proposé, de l'OSAP et de l'AAP(4), en présence de cinq puis huit répliques. En effet, pour $L_p = 5$ nous

observons que l'ACAP, le AAP(4) et l'OSAP présentent les mêmes performances. Mais dès que le nombre de trajets dépasse le nombre fixe des cellules à censurer (cas pour $L_p = 8$), nous observons que l'ACAP surpasse les performances des détecteurs classiques AAP et OSAP. Cela est dû au fait que l'ACAP n'a pas besoin de connaissance *a priori* du nombre de trajets multiples combinés dans le signal reçu, et c'est à ce niveau que se situe tout l'intérêt du processeur proposé.

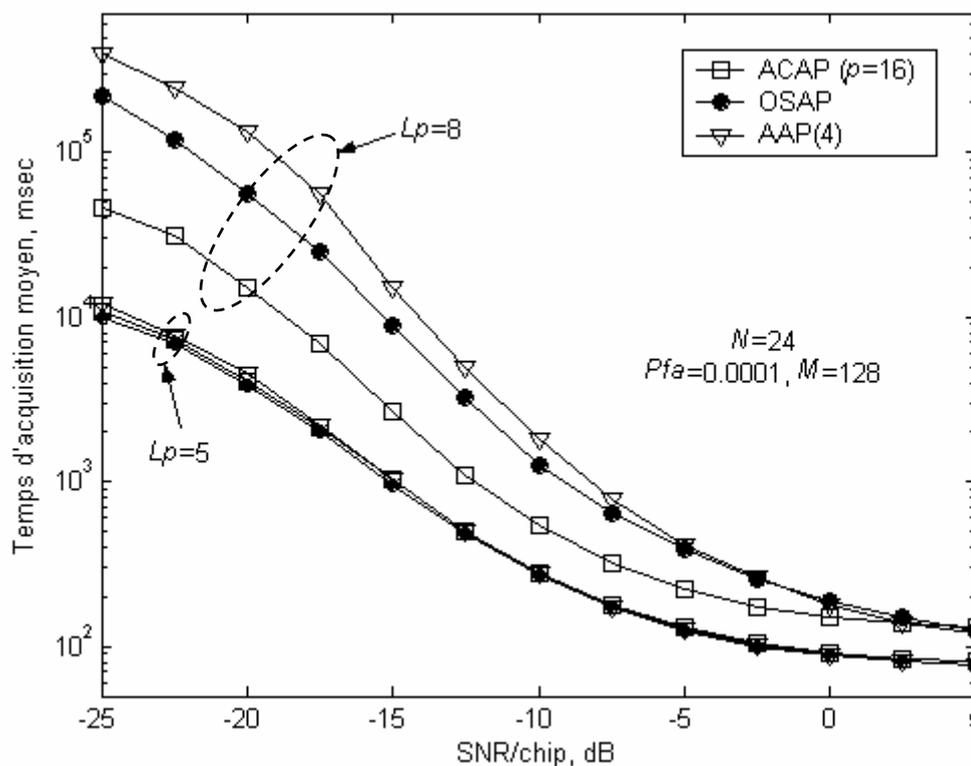


Fig. 3.8. T_{acq} de l'ACAP, l'OSAP et l'AAP(k) dans un environnement à trajets multiples

Pour illustrer au mieux un tel avantage, nous avons soumis aux trois détecteurs un nombre L_p de trajets multiples. La figure 3.9 résume les performances obtenues pour un nombre L_p variable et ceci pour deux cas différents du SNR/chip. Le premier cas, consiste en un SNR/chip = -2dB, qui est considéré comme étant un rapport relativement élevé, tandis que le deuxième, pour un SNR/chip = -16dB, il

représente un rapport relativement faible. A partir de ces courbes, nous constatons que le l'AAP(2) et le AAP(4) provoquent une dégradation importante du temps d'acquisition moyen lorsque le nombre de trajets multiple, L_p , est supérieur à leurs points de censure fixes. Alors que l'ACAP reste très robuste vis-à-vis du paramètre L_p . Ce résultat montre clairement la capacité du détecteur proposé à commuter dynamiquement vers le détecteur optimal sans avoir besoin de la connaissance *a priori* du nombre de trajets multiples.

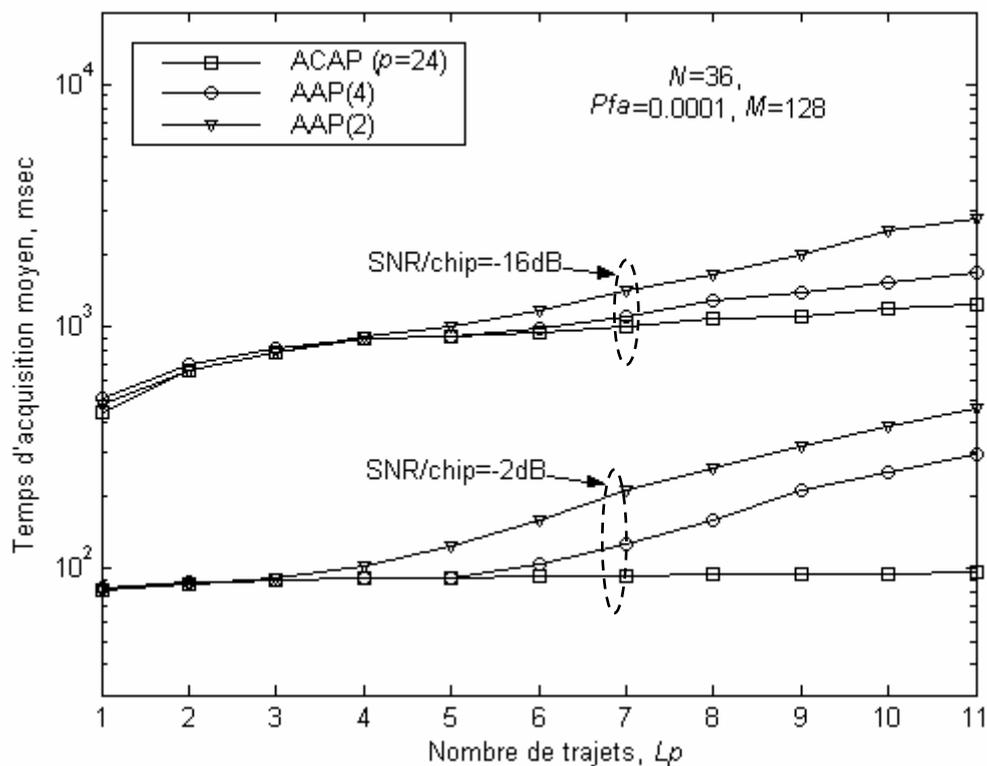


Fig. 3.9. L'effet du nombre de trajets multiples sur T_{acq} .

3.5. CONCLUSION

Un système d'acquisition adaptatif qui utilise un algorithme de censure automatique a été proposé. Les performances du temps d'acquisition moyen ont été analysées pour un canal à évanouissement lent (sélectif en fréquence) et qui suit une distribution Rayleigh. Pour mettre en évidence l'efficacité du système proposé,

une comparaison avec les systèmes conventionnels proposés dans la littérature a été faite. Notre analyse a considéré des hypothèses réalistes qui sont utilisées dans les systèmes de communications mobiles utilisant la modulation BPSK. Les effets du nombre de trajets multiples, la longueur de la corrélation partielle et le rapport signal sur bruit (SNR) ont été également étudiés. A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que les performances de détection ainsi que le temps d'acquisition moyen de l'ACAP, à l'égard d'un nombre de trajets multiples inconnu, sont plus robustes que ceux de l'OSAP et le AAP(k).

CHAPITRE 4

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

Résumé

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

Sommaire

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

4.1. INTRODUCTION

Dans cette section nous proposons un nouveau système d'acquisition adaptative hybride utilisant des règles de fusion floues, nommé FAHAP (Fuzzy Adaptive Acquisition Hybride Acquisition Processor). L'acquisition hybride combine la recherche parallèle et la recherche série pour couvrir toute la région d'incertitude. Elle est considérée comme étant un compromis efficace entre la vitesse d'acquisition du code et la complexité du système du point de vue ressources matérielles. Nous développons les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme et du temps d'acquisition moyen pour un canal à évanouissement Rayleigh en présence de plusieurs cellules H_1 . Enfin, nous terminons ce chapitre par une analyse des performances du système proposé et une conclusion.

4.2. DESCRIPTION DU SYSTEME

Nous avons considéré un système d'acquisition adaptative hybride constitué de P antennes de réception, comme le montre la figure 4.1. On suppose que la distance entre les éléments d'antennes est supérieur à la longueur d'onde de la fréquence porteuse pour décorrélérer au maximum les observations reçues au niveau de chaque antenne. Chacune des antennes est suivie par L corrélateurs partiels disposés en parallèle. La structure interne de chaque corrélateur est donnée par la figure 4.2.

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

$$V = \frac{L_c}{\Delta} \quad (4.1)$$

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

La région d'incertitude, V , est partitionnée en L sous-régions. Le $j^{\text{ème}}$ corrélateur, dans chaque antenne, explore la $j^{\text{ème}}$ sous-région avec la même phase, comme le montre la figure 4.3.

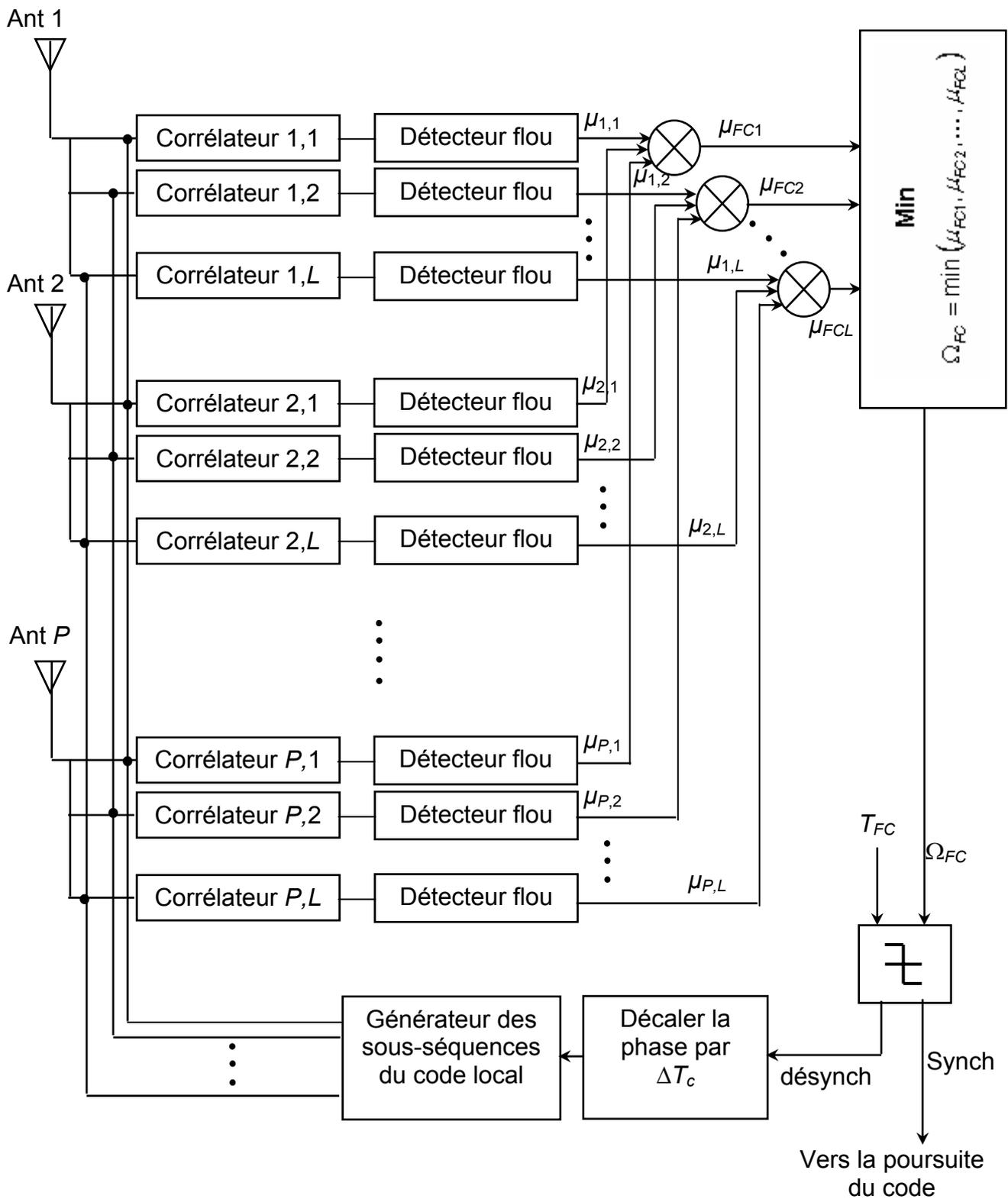


Fig. 4.1. Schéma bloc du processeur d'acquisition

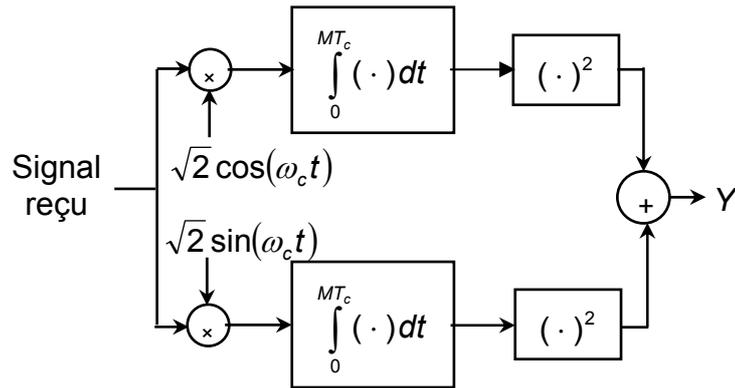


Fig. 4.2. Structure du corrélateur

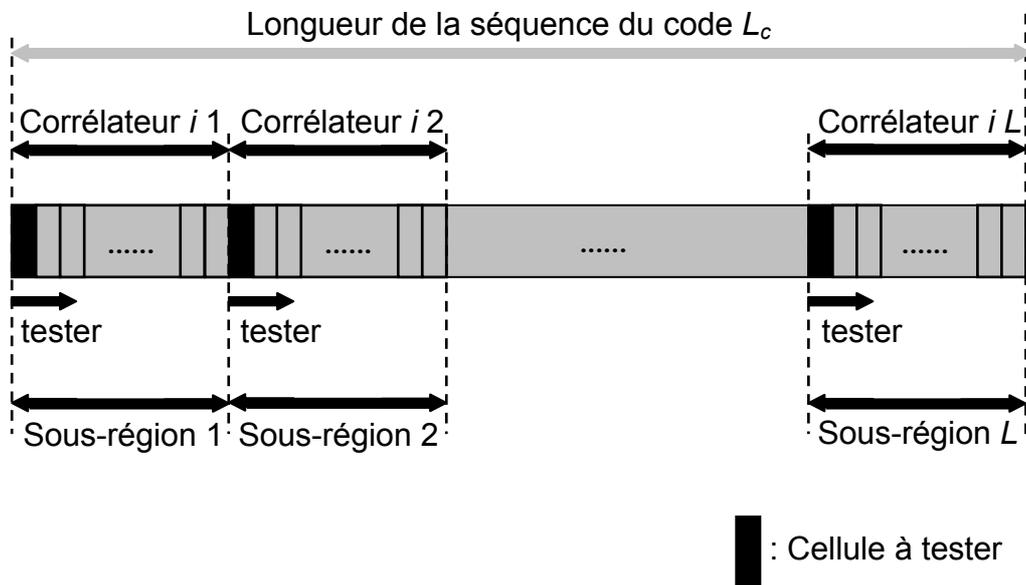


Fig. 4.3. Mode de recherche du système d'acquisition

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

$$q = \left\lceil \frac{L_c}{L} \right\rceil \tag{4.2}$$

$\lceil x \rceil$ représente le premier entier qui est supérieur ou égale à x .

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

4.3. FORMALISMES MATHÉMATIQUES

Nous supposons que l'évanouissement de Rayleigh est suffisamment lent pour que l'amplitude et la phase du signal évanoui restent constantes pendant la durée d'observation $M \cdot T_c$, mais varie assez vite pour pouvoir considérer que les sorties successives du corrélateur non-cohérent sont indépendantes. Pour cela, on considère le modèle des canaux à trajets multiples évanescents décrit dans la section 3.2.1. Les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme (P_{fa}) et du temps d'acquisition moyen (T_{acq}), pour plusieurs cellules H_1 , sont calculées.

4.3.1. Détecteurs flous

Avant de développer l'expression du taux de fausse alarme du système proposé, nous donnons un aperçu sur les deux types de détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR proposés dans [75]) et que nous avons utilisés dans notre approche.

a) Détecteur CA-CFAR flou.

Le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging–Constant False Alarm Rate) est un processeur très connu dans le domaine de la détection radar. Son efficacité a inspiré plusieurs travaux, notamment dans [66, 67], relatifs aux problèmes liés à l'acquisition du code PN dans les communications mobiles dans un environnement à un seul trajet.

Le CA-CFAR consiste à comparer l'échantillon de la cellule sous test à un seuil adaptatif égal à la somme des contenus de la fenêtre de référence multiplié par une constante T qui assure une probabilité de fausse alarme désirée dans un environnement homogène (voir la figure 4.4). Ce détecteur produit une sortie binaire selon le résultat d'un test statistique exprimé de la manière suivante :

$$\mu : Y \rightarrow \begin{cases} 1 & Y_0 > T \sum_{i=1}^N Y_i \\ 0 & Y_0 < T \sum_{i=1}^N Y_i \end{cases} \quad (4.3)$$

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

ou d'une manière équivalente :

$$\mu : Y \rightarrow \begin{cases} 1 & z > T \\ 0 & z < T \end{cases} \quad \text{avec } z = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \quad (4.4)$$

La fonction d'appartenance μ du détecteur flou CA-CFAR est définie en transformant l'espace des observations en une valeur réelle comprise entre 0 et 1 qui indique le degré d'appartenance dans l'espace flou des fausses alarmes. Elle est définie, pour un vecteur d'observation Y , comme suit [75] :

$$\mu(Y) = \Pr \left(Z > \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \mid H_0 \right) \quad \text{avec } Z = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^N Y_i} \quad (4.5)$$

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

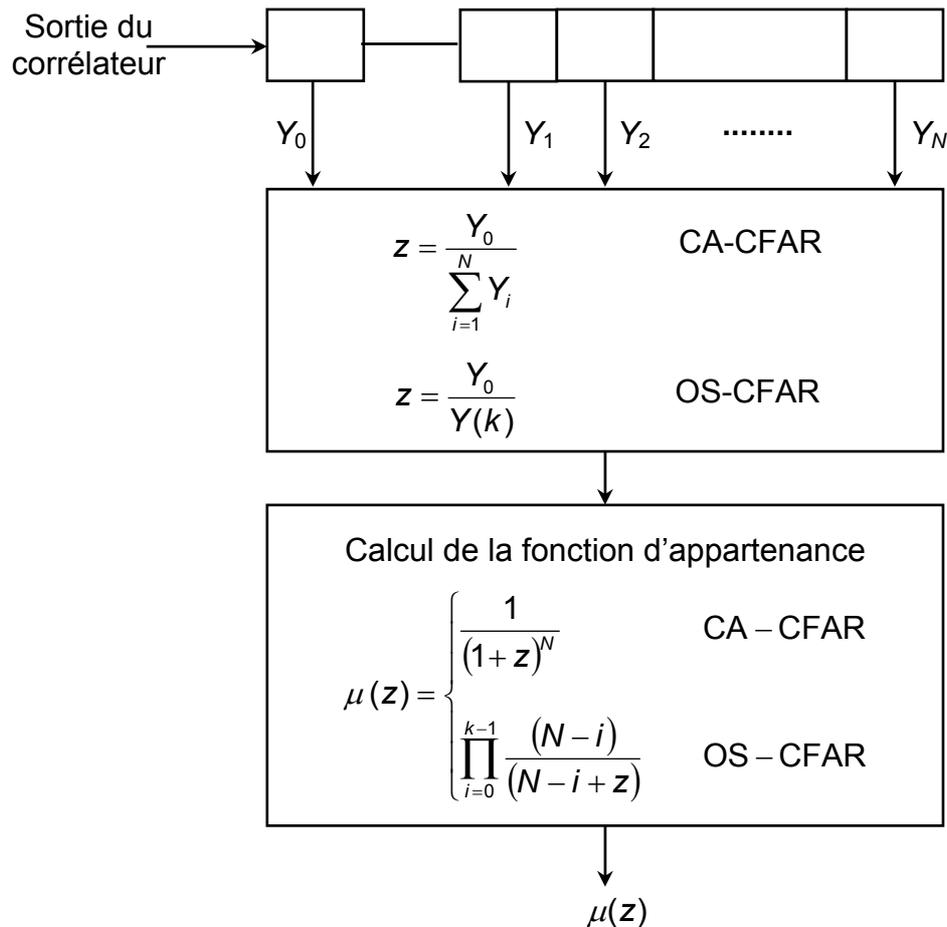


Fig. 4.4. Détecteurs flous CA-CFAR et OS-CFAR

Dans un milieu Rayleigh, la fonction d'appartenance $\mu(z)$ est donnée par [75]

$$\mu(z) = \frac{1}{(z+1)^N} \tag{4.6}$$

Cette définition assure les règles suivantes :

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

Dans [76], il est démontré que la variable aléatoire formée à partir de la fonction de distribution de n'importe quelle variable aléatoire continue est uniformément distribuée sur [0, 1]. Par conséquent, la distribution de la fonction d'appartenance $\mu(z)$ est uniformément distribuée sur [0, 1].

b) Détecteur OS-CFAR flou.

Le processeur OS-CFAR est une version modifiée du détecteur CA-CFAR qui a été proposé pour la première fois par Rohling (dans le domaine radar) pour un environnement contenant des interférences. Il a été utilisé par Kim et al. [62] pour l'acquisition du code PN dans un canal à trajets multiples. Il consiste à trier les échantillons de la fenêtre de référence dans un ordre croissant, et d'utiliser le $k^{\text{ième}}$ échantillon ordonné pour estimer la puissance du bruit (voir la figure 4.4).

Dans un milieu Rayleigh, la fonction d'appartenance dans l'espace flou des fausses alarmes est donnée par [75]

$$\mu(z) = \prod_{i=0}^{k-1} \frac{(N-i)}{(N+z-i)} \quad (4.7)$$

4.3.2. Probabilité de fausse alarme

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

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

- $P_{fa|H_0}$ qui est calculée dans le cas où le degré d'appartenance d'une des L cellules H_0 est inférieur au seuil T_{FC} .

Selon la figure 4.1 :

$$\mu_{FCj} = \prod_{i=1}^P \mu_{i,j} \quad (4.8)$$

P étant le nombre d'antennes.

pour $P = 2$, c'est-à-dire ; $\mu_{FCj} = \mu_{1,j} \times \mu_{2,j}$, la pdf de μ_{FCj} , donnée par [78] :

$$\begin{aligned} f_{\mu_{FCj}}(u) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|m|} f_{\mu_{1,j}}(m) f_{\mu_{2,j}}\left(\frac{u}{m}\right) dm \\ &= \int_u^1 \frac{dm}{m} \\ &= -\ln(u) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Par l'utilisation de (4.8) et (4.9) d'une manière récurrente, la pdf de μ_{FCj} globale devient :

$$f_{\mu_{FCj}}(u) = \frac{(-1)^{P-1}}{(p-1)!} [\ln(u)]^{P-1} \quad (4.10)$$

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

$$\Omega_{FC} = \min(\mu_{FCj}) ; \quad \text{avec } j = 1, 2, \dots, L \quad (4.11)$$

où L est le nombre de corrélateurs.

Pour $P = 2$, c'est-à-dire ; $\Omega_{FC} = \min(\mu_{FC1}, \mu_{FC2})$, la pdf de Ω_{FC} , donnée par [78] :

$$\begin{aligned} f_{\Omega_{FC}}(u) &= f_{\mu_{FC1}}(m) (1 - F_{\mu_{FC2}}(m)) + f_{\mu_{FC2}}(m) (1 - F_{\mu_{FC1}}(m)) \\ &= 2(1 - m) \end{aligned} \quad (4.12)$$

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

D'une façon similaire, et par l'utilisation de (4.11) et (4.12) d'une manière récurrente, nous obtenons l'expression de la pdf de la variable de décision finale

$$f_{\Omega_{FC}}(u) = L \frac{(-1)^{P-1}}{(p-1)!} [\ln(u)]^{P-1} \left[1 - u \sum_{i=1}^P \frac{(-1)^{P+i}}{(P-i)!} [\ln(u)]^{P-i} \right]^{L-1} \quad (4.13)$$

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

$$\begin{aligned} P_{fa|H_0} &= \int_0^{T_{FC}} f_{\Omega_{FC}}(u) du \\ &= 1 - \left[1 - T_{FC} \sum_{i=1}^P \frac{(-1)^{P+i}}{(P-i)!} [\ln(T_{FC})]^{P-i} \right]^L \end{aligned} \quad (4.14)$$

Pour une probabilité de fausse alarme $P_{fa|H_0}$ désirée, le seuil T_{FC} est calculé à partir de (4.14). Le tableau 4.1 résume les valeurs des seuils en fonction du nombre de corrélateurs (L), le nombre d'antennes (P) et pour une $P_{fa|H_0} = 10^{-3}$.

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

Tableau 4.1. Les seuils, T_{FC} , pour $P_{fa|H_0} = 10^{-3}$.

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

$$P_{fa} = \frac{1}{q} \sum_{\ell=1}^{L_p} P_{fa\ell|H_1} + \frac{q-L_p}{q} P_{fa|H_0} \quad (4.15)$$

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

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

4.3.3. Temps d'acquisition moyen

La présence d'une ou plusieurs répliques du signal, dues à l'effet des multi trajets au niveau du canal qui est dédié à une communication mobile, peut engendrer une ou plusieurs cellules H_1 dans la région d'incertitude. La plupart des détecteurs d'acquisition hybrides du code PN publiés dans la littérature admettent, d'une manière inexacte, l'existence d'une seule cellule H_1 . Dans cette section, nous développons l'expression du temps d'acquisition moyen en prenant en compte l'existence de plusieurs cellules H_1 dans la région d'incertitude ce qui est plus conforme avec la réalité.

Pour cela, nous avons supposé que les q états, représentant les q itérations de la recherche de toutes les phases possibles du code PN, contiennent L_p cellules H_1 et $(q - L_p)$ cellules H_0 . Les conditions suivantes sont alors utilisées pour calculer le temps d'acquisition moyen.

- Une distribution uniforme de la séquence du code PN, ce qui implique que le départ à partir de chaque nœud est équiprobable.
- Le départ à partir du nœud de la bonne phase (cellule H_1) est exclu.
- Le temps du traitement du processus proposé n'affecte pas le calcul du temps d'acquisition moyen.

Le diagramme des états détaillé est alors résumé dans la figure 4.4.

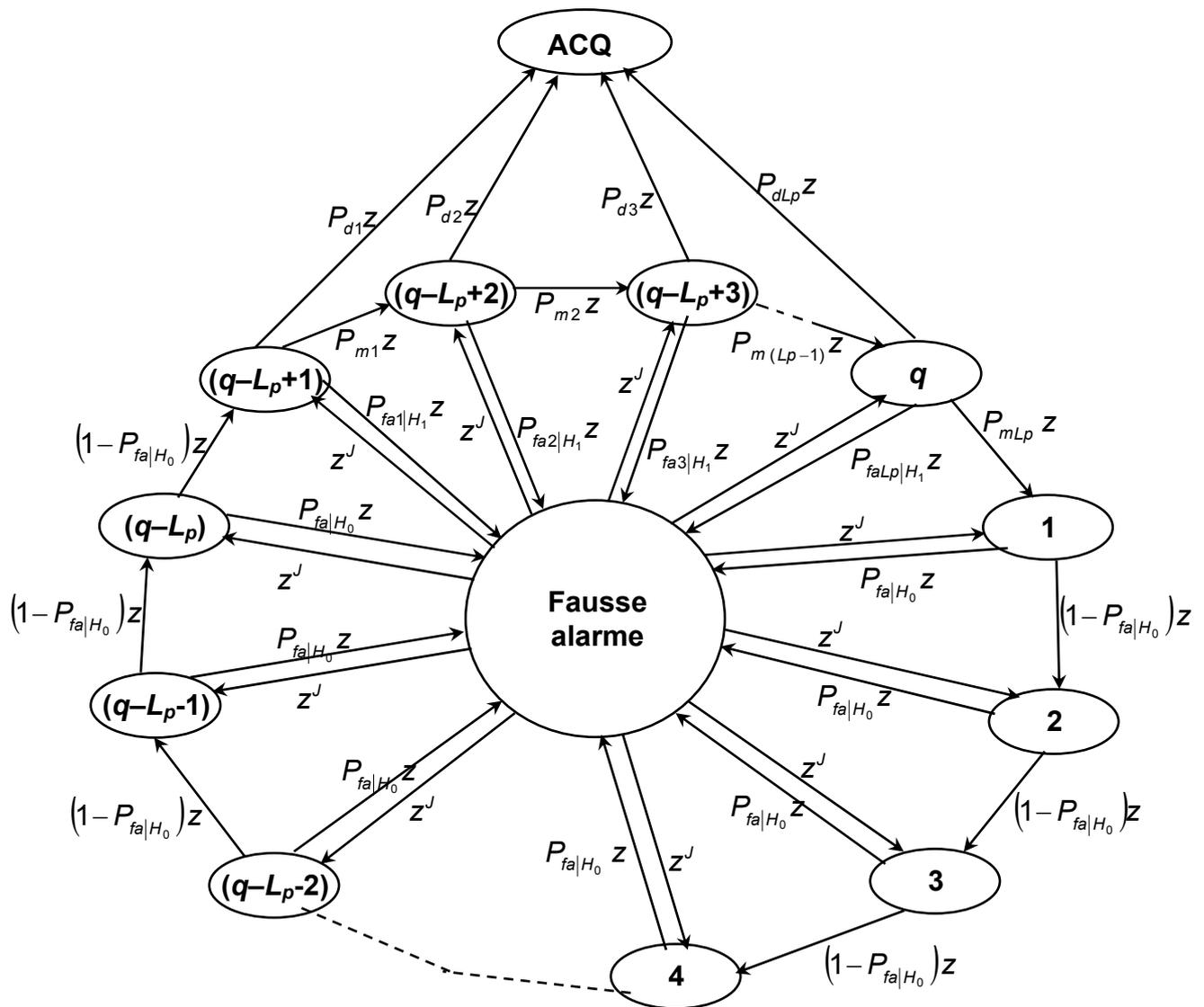


Figure 4.4. Diagramme des états du FAHAP sous l'hypothèse de plusieurs H_1

Par l'utilisation des règles de la réduction du diagramme des états, on peut alors simplifier la figure 4.4 comme suit :

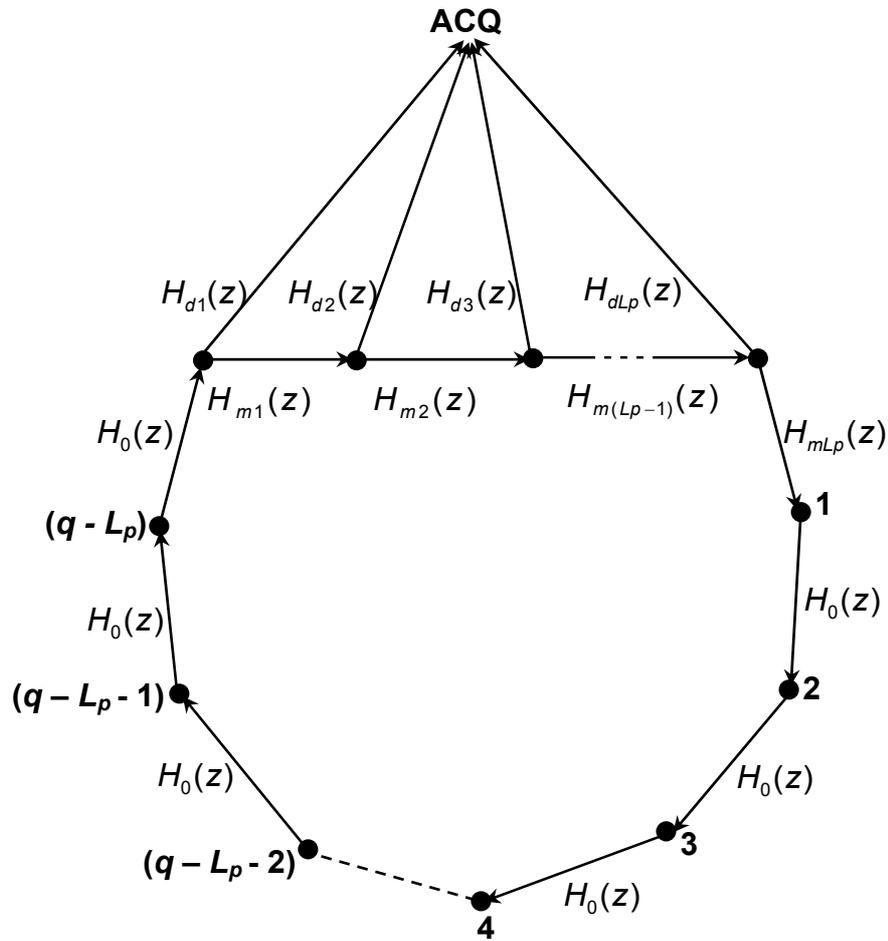


Figure 4.5. Diagramme des états simplifié.

où $H_0(z)$, $H_{m\ell}(z)$ et $H_{d\ell}(z)$ peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$H_0(z) = (1 - P_{fa|H_0})z + P_{fa|H_0} z^{J+1} \quad (4.16)$$

J étant le facteur de pénalité.

$$H_{m\ell}(z) = (1 - P_{di} - P_{fa\ell|H_1})z + P_{fa\ell|H_1} z^{J+1} ; \quad \text{avec } \ell = 1, 2, \dots, Lp \quad (4.17)$$

et

$$H_{d\ell}(z) = P_{d\ell} z ; \quad \text{avec } \ell = 1, 2, \dots, Lp \quad (4.18)$$

Selon la figure 4.5, la fonction de transfert du système peut être déduite et nous obtenons alors :

$$H(z) = \frac{1}{(q - L_p)} \frac{H_D(z) [1 - H_0^{q-L_p}(z)]}{[1 - H_M(z) H_0^{q-L_p}(z)] [1 - H_0(z)]} \quad (4.19)$$

Notons que $H_D(z)$ et $H_M(z)$ incluent tous les trajets conduisant à la réussite de la détection et à la non détection (miss), respectivement.

$H_M(z)$ et $H_D(z)$ peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} H_M(z) &= \prod_{\ell=1}^{L_p} H_{m\ell}(z) \\ &= \prod_{\ell=1}^{L_p} \left[(1 - P_{d\ell} - P_{fa\ell|H_1})z + P_{fa\ell|H_1}z^{J+1} \right] \end{aligned} \quad (4.20)$$

et

$$\begin{aligned} H_D(z) &= \sum_{k=1}^{L_p} \left\{ H_{dk}(z) \left[\prod_{\ell=1}^{j-1} H_{m\ell}(z) \right] \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{L_p} \left\{ P_{dk} z \prod_{\ell=1}^{j-1} \left[(1 - P_{d\ell} - P_{fa\ell|H_1})z + P_{fa\ell|H_1}z^{J+1} \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.21)$$

avec $\prod_{\ell=1}^0 H_{m\ell}(z) = 1$

Le temps d'acquisition moyen est défini comme étant [74]

$$E[T_{acq}] = \left[\frac{dH(z)}{dz} \Big|_{z=1} \right] MT_C \quad (4.22)$$

Pour $z = 1$, le numérateur et le dénominateur de l'équation (4.22) tendent vers zéro. Dans ce cas, la règle de l'Hospital est nécessaire pour surmonter sur cette

indétermination. Après plusieurs manipulations fastidieuses, nous pouvons montrer que

$$E[T_{acq}] = \frac{MT_c}{\left[1 - \prod_{\ell=1}^{L_p} (1 - P_{d\ell})\right]} \left\{ \begin{aligned} & \sum_{m=2}^{L_p} \left[P_{dm} \sum_{k=1}^{m-1} \left[1 - P_{dk} + JP_{fa|H_1} \prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq k}}^{m-1} (1 - P_{d\ell}) \right] \right] \\ & + 1 - \prod_{\ell=1}^{L_p} (1 - P_{d\ell}) + \sum_{m=1}^{L_p} \left[(1 - P_{dm} + JP_{fa|H_1}) \prod_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq m}}^{L_p} (1 - P_{d\ell}) \right] \\ & + \left(\frac{q - L_p}{2} \right) \left[1 + \prod_{\ell=1}^{L_p} (1 - P_{d\ell}) \right] \times \left[1 + JP_{fa|H_0} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.23)$$

L'équation (4.23) est une expression générale pour calculer le temps d'acquisition moyen pour les différentes stratégies de recherches (série, parallèle et hybride) sous l'hypothèse d'une seule cellule H_1 ou plusieurs cellules H_1 adjacentes.

A titre d'exemple, si $L_p = 1$ (cas de l'acquisition hybride à une seule cellule H_1), l'expression (4.23) devient :

$$E[T_{acq}] = \frac{MT_c}{P_d} \left\{ \left(1 + JP_{fa|H_1} \right) + \left(\frac{q-1}{2} \right) (2 - P_d) \left(1 + JP_{fa|H_0} \right) \right\} \quad (4.24)$$

C'est une expression similaire à celle donnée dans [67, eq. 23].

Si $L_p = 1$ et $P_{fa|H_1} = 0$ (le cas d'une acquisition série en présence d'une seule cellule H_1), l'expression (4.23) peut être exprimée comme suit :

$$E[T_{acq}] = \frac{MT_c}{P_d} \left\{ 1 + \left(\frac{q-1}{2} \right) (2 - P_d) \left(1 + JP_{fa} \right) \right\} \quad (4.25)$$

Cette expression est conforme avec celle utilisée dans [78, eq. 20]

4.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette section, nous évaluons, par simulation, les performances en terme de détection et du temps d'acquisition moyen du système proposé, à savoir le détecteur FAHAP. Pour cela, nous avons considéré les hypothèses suivantes :

- Une séquence périodique du code PN avec un débit de 1 Mchips/s et une longueur $L_c = 1023$.
- Un temps d'observation $MT_c = 128T_c$.
- Un facteur de pénalité, J , fixé à 1000 (le temps de pénalité est égale à JMT_c en secondes).
- Les probabilités de détection sont simulées à partir de 10^5 essais avec la technique de Monte-Carlo.
- Une P_{fa} de 10^{-3} .
- Un canal à évanouissement lent obéissant à une distribution Rayleigh.
- Une décroissance exponentielle, avec un taux $\rho = 1$ de la puissance des trajets multiples.
- Une fenêtre de référence contenant $N=32$ échantillons.

La figure 4.6 représente la variation de la probabilité de détection, P_d , dans un environnement homogène du système proposé en utilisant le détecteur flou CA-FAHAP avec deux antennes de réception en fonction du SNR/chip pour différents degrés de parallélisme (L corrélateurs). On remarque que plus le degré de parallélisme est petit, plus la probabilité de détection est meilleure.

Pour accepter une évaluation objective, il faut mesurer l'impact de ces conditions sur la valeur de T_{acq} , qui est en réalité le critère de performance le plus significatif dans ce type de problématique, la figure 4.7 résume alors les résultats obtenus. Nous constatons que la rapidité d'acquisition du code PN augmente en fonction du degré de parallélisme.

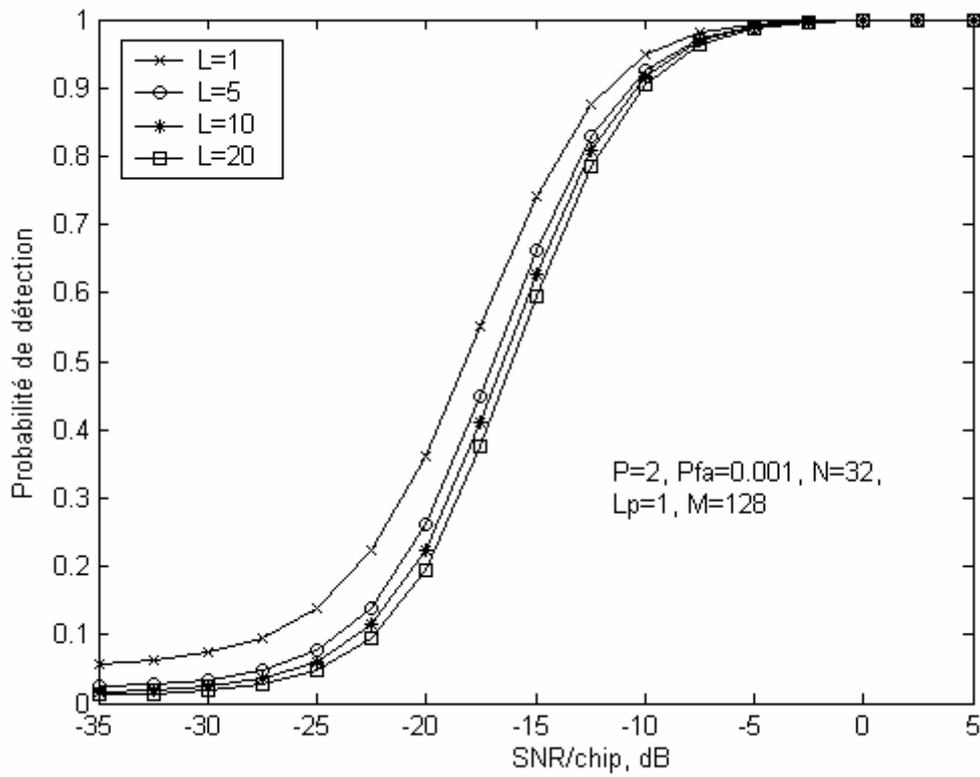


Fig. 4.6. P_d du processeur CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.

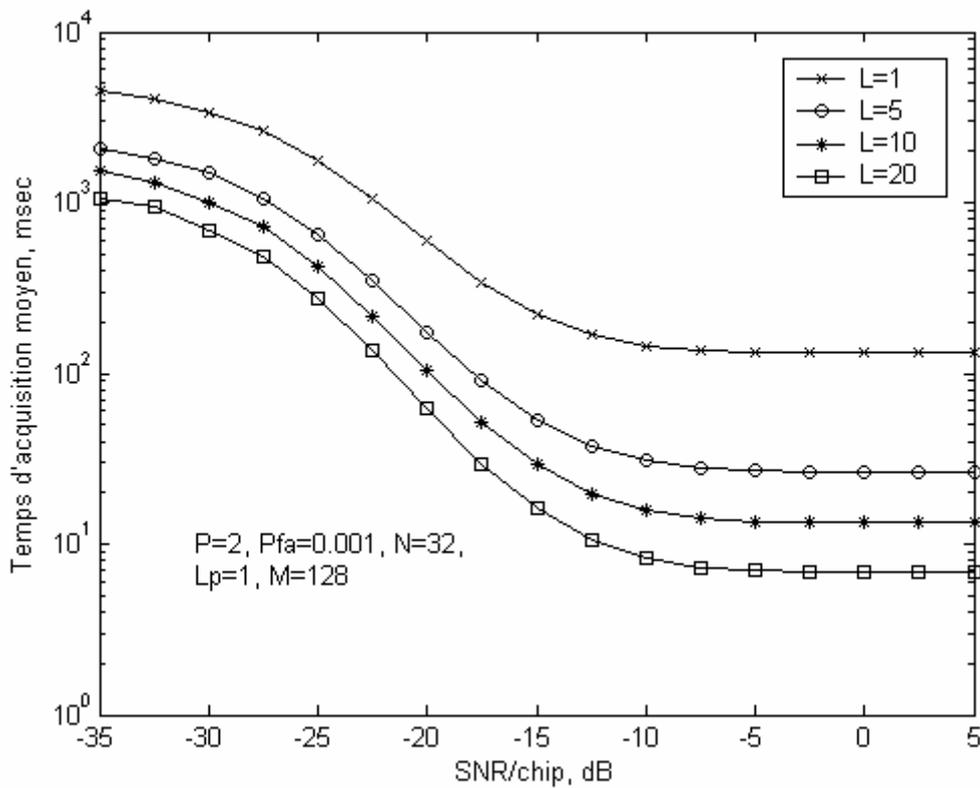


Fig. 4.7. T_{acq} du processeur CA-FAHAP en fonction du degré de parallélisme.

Après avoir mis en évidence l'effet du degré de parallélisme sur l'amélioration des performances du système, il fallait regarder du côté du second paramètre, à savoir le nombre d'antennes de réception utilisées, et faire ainsi une évaluation sur la contribution que peut ramener ce paramètre au niveau des performances. Pour cela, la figure 4.8 illustre clairement cet effet. Nous observons que plus le nombre d'antennes est important, meilleur est la probabilité de détection.

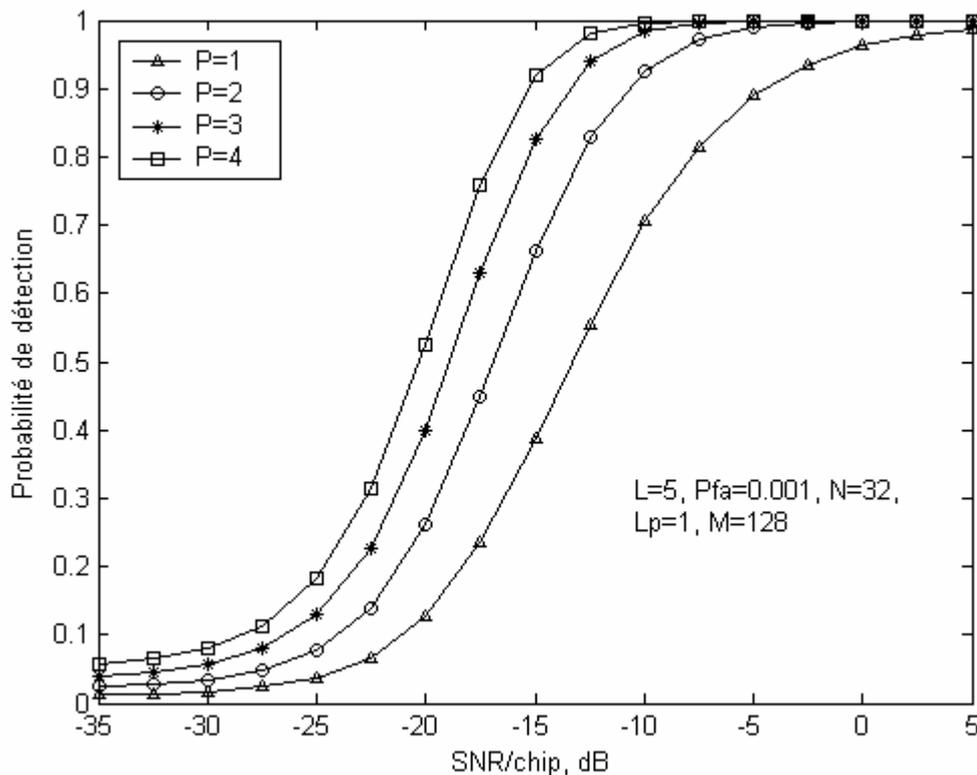


Fig. 4.8. P_d du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes

Dans la même optique que précédemment, nous avons évalué l'influence de ce paramètre sur le temps d'acquisition moyen, les résultats obtenus sont résumés dans la figure 4.9. Nous remarquons que plus le nombre d'antennes est important plus le temps d'acquisition moyen est faible, et par conséquent, la rapidité du système à acquérir le code PN devient intéressante.

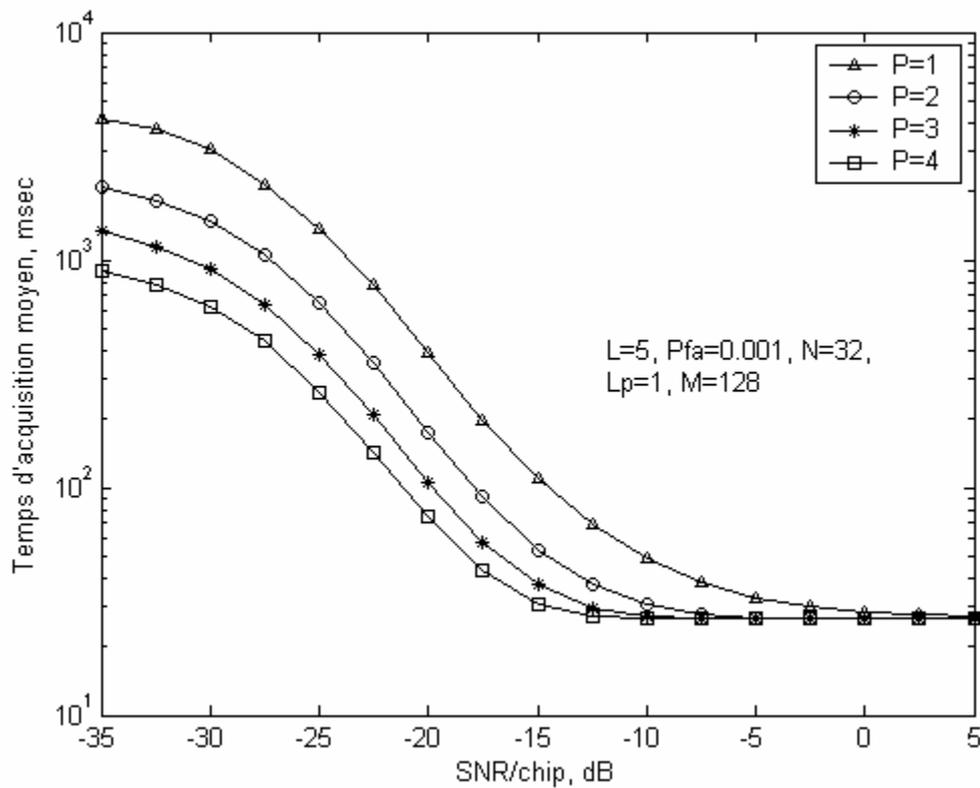


Fig. 4.9. T_{acq} du processeur CA-FAHAP en fonction du nombre d'antennes

Considérons maintenant une comparaison, toujours en milieu homogène, entre les probabilités de détection pour les deux types de détecteurs flous (CA-FAHAP et OS-FAHAP) proposés et le détecteur développé dans [67]. Notons que ce dernier est le seul travail proposé dans la littérature et possédant une similitude structurelle hybride avec diversité d'antennes. Les auteurs de ce travail n'ont pas attribué un acronyme à leur détecteur. Nous nous sommes permis donc de le symboliser, pour des raisons purement pratiques, par "REF" (pour dire : Référentiel).

La figure 4.10 décrit le cas où le canal ne contient qu'un seul trajet ($L_p=1$) situé à la cellule sous test. Nous constatons que le système avec ses deux versions CA-FAHAP et OS-FAHAP est plus performant que le système "REF". A noter que le gain moyen obtenu par rapport à "REF" est d'environ 9 dB, c'est-à-dire que le système proposé offre la même probabilité de détection pour un signal 8 fois moins puissant, ce qui est très important en terme de détection.

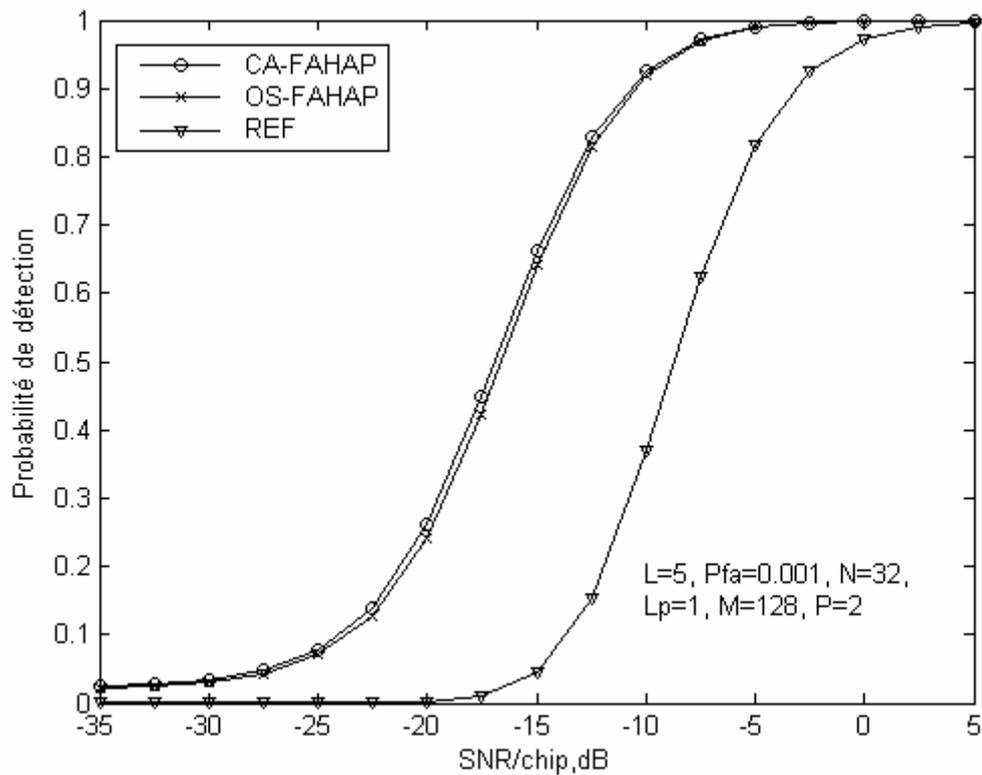


Fig. 4.10. P_d pour CA-FAHAP, OS-FAHAP et "REF" dans un environnement homogène

Dans le même esprit, la figure 4.11 montre un ensemble de courbes représentant le temps d'acquisition moyen en fonction $SNR/chip$ du système FAHAP utilisant les deux types de détecteurs flous et "REF", dans un environnement homogène (en présence d'un seul trajet). Les résultats obtenus montrent clairement que notre système présente une rapidité à d'acquisition très importante par rapport à "REF". A titre d'exemple, lorsque $SNR/Chip = -20$ db, notre système est 150 plus rapide.

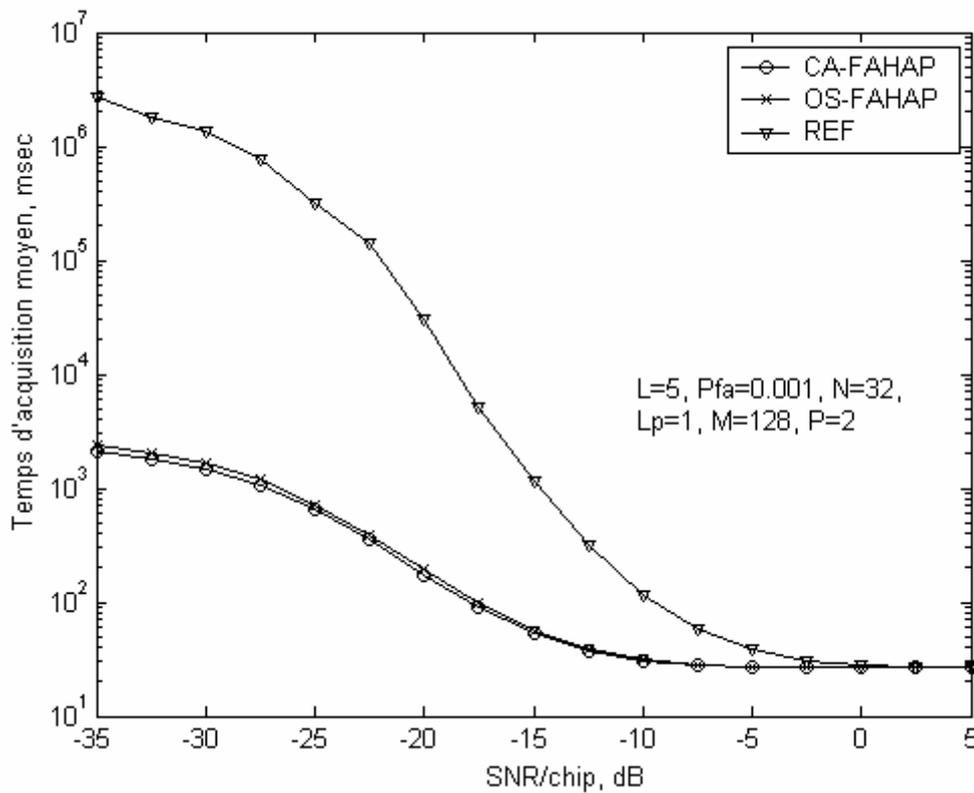


Fig. 4.11. T_{acq} pour le CA-FAHAP, OS-FAHAP et "REF" dans un environnement homogène

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

Dans la figure 4.12, nous avons considéré plusieurs situations avec trajets multiples, $L_{p,}$ et 2 antennes de réception. Nous pouvons clairement observer que dans toutes les situations considérées le processeur OS-FAHAP réussie l'acquisition du code PN avec le même délai. Ce résultat était prévisible car tant que le nombre des cellules H_1 ne dépasse pas le point de censure fixe k ($k=N-3N/4$), le processeur OS-FAHAP maintient d'une façon robuste ses performances.

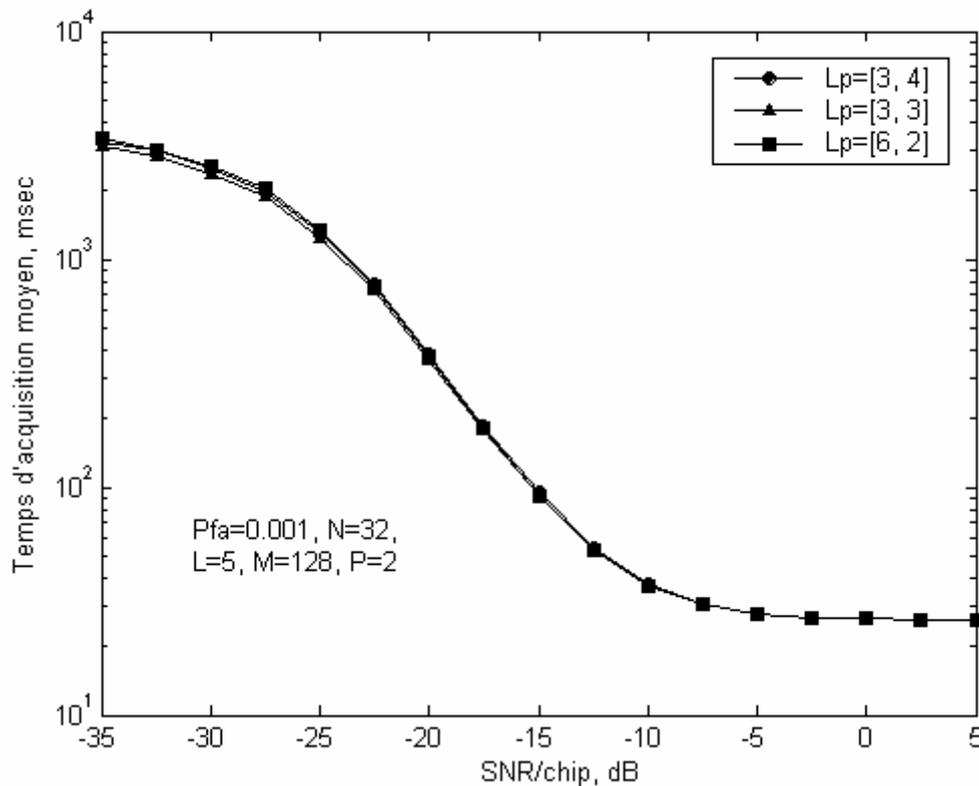


Fig. 4.12. L'effet du nombre de trajets multiples sur le T_{acq} de l'OS-FAHAP

Enfin, nous étions curieux de comparer le comportement du processeur ACAP, présenté dans le chapitre 3, par rapport à l'OS-FAHAP. Evidemment, pour être dans les mêmes conditions, cette comparaison a été faite dans le cas d'une recherche série ($L=1$).

Dans la figure 4.13, nous comparons les temps d'acquisition moyen de l'OS-FAHAP, dans le cas de deux antennes ($P=2$), et l'ACAP. Nous observons que le l'OS-FAHAP est plus performant que l'ACAP. Cette amélioration est due principalement à l'utilisation d'une architecture avec diversité d'antennes. Il faut noter que cette amélioration est basée sur une connaissance *a priori* du nombre de trajets multiples.

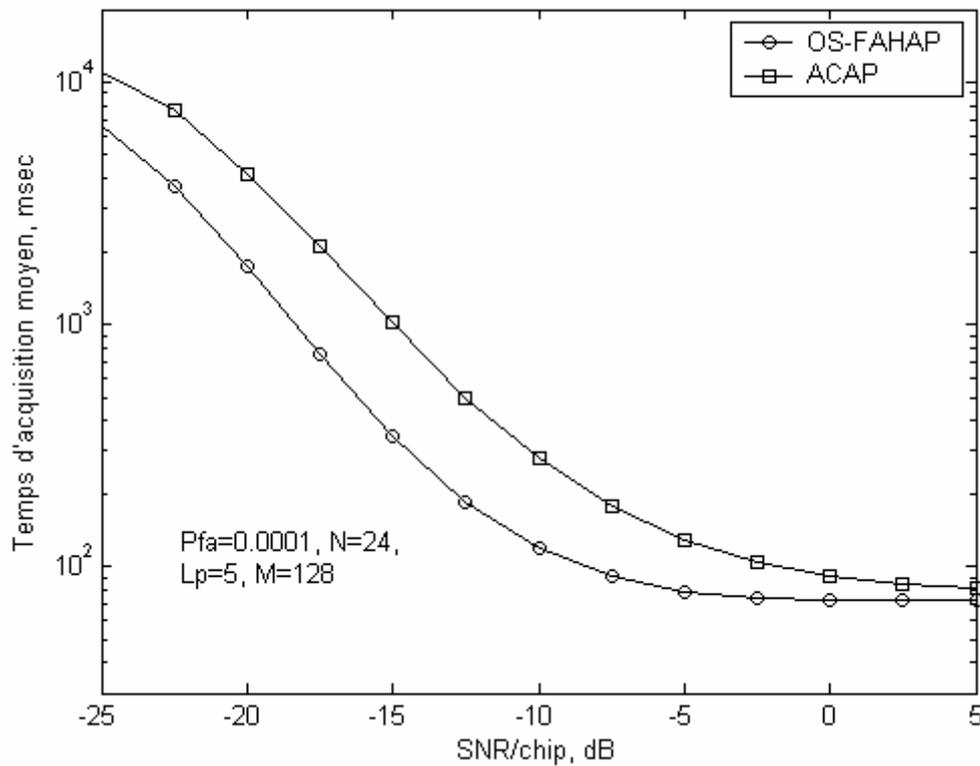


Fig. 4.13. Comparaison entre les T_{acq} du OS-FAHAP et l'ACAP dans un environnement à trajets multiples

4.5. CONCLUSION

Un système d'acquisition adaptative hybride avec une structure à diversité d'antennes utilisant des règles de fusion floues a été proposé. Les performances de la probabilité de détection et du temps d'acquisition moyen ont été analysés pour un canal à trajets multiples évanescents qui suit une distribution Rayleigh. Pour montrer l'efficacité du système proposé, FAHAP, une comparaison avec le système proposé dans [67] a été réalisée. Les effets du nombre de trajets multiples, le nombre d'antennes de réception, le nombre de corrélateurs et le rapport signal sur bruit (SNR) ont été également étudiés. A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que les performances, en terme de détection et du temps d'acquisition moyen, du système proposé sont largement supérieurs que ceux du système proposé dans [67].

CHAPITRE 5

CONCLUSION GENERALE

Résumé

Nous présentons dans ce chapitre une conclusion générale de la thèse tout en mentionnant les principaux résultats obtenus. Ensuite, nous présentons quelques suggestions pour la poursuite de ce travail de recherche.

Sommaire

- 5.1 CONCLUSION
 - 5.2 PERSPECTIVES
-
-

hiérarchie à deux niveaux avec des règles de fusion floues, d'une part, et les processeurs conventionnels CA-CFAR et OS-CFAR, d'autre part, nous a permis d'obtenir des performances, en terme de détection et de temps d'acquisition moyen, très significatives par rapport aux solutions proposées dans la littérature.

5.2. PERSPECTIVES

Comme continuité de ce travail, il serait intéressant d'intégrer les deux approches que nous avons proposées, à savoir, la censure automatique dans un schéma hybride avec une diversité d'antennes, et voir les éventuelles améliorations des performances qui peuvent être ramenées dans un système d'acquisition du code PN dans les communications DS/SS.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Boithias, *La propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*, Editions Dunod, 2^{ème} éditions, 1984.
- [2] www. JPL's wireless communication reference website. com
- [3] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile communication systems Part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, pp. 90-100, July 1997.
- [4] G. L. Turin, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio," *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, pp.328-354, March 1980.
- [5] S. Faruque, *Cellular mobile systems engineering*, Artech house, Boston-London,1996.
- [6] P. F. Sass, "Why is the army interested in spread spectrum?," *IEEE Communications Magazine*, vol. 21, pp. 23-25, July 1983.
- [7] R. A. Scholtz, "The origins of spread spectrum communications," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 30, pp. 90-92, May 1982.
- [8] C. E. Cook and H. S. Marsh, "An introduction to spread spectrum," *IEEE Communications Magazine*, vol. 30, pp. 8-16, March 1983.
- [9] K. Phalavan and A. H. Levesque, *wireless information networks*, editions Wiley, 1995.
- [10] O. Berder, C. Boudier, and G. Burel, "Identification of frequency hopping communications," in *Problems in Modern Applied Mathematics*, ser. ISBN 960-8052-15-7. World Scientific Press, pp. 259-264, 2000.
- [11] 3GPP-201, "TS.25.201 UMTS; physical layer-general description," 3GPP Technical Specification, Tech. Rep., March 2001, version 4.0.0.
- [12] IEEE11.b, "IEEE standard 802.11b," IEEE Standardization, Tech. Rep., 1999.

- [13] IEEE15.1, "IEEE standard 802.15.1, specification of the bluetooth system, version1.2," IEEE Standardization, Tech. Rep., November 2003.
- [14] IEEE15.4, "IEEE standard 802.15.4," IEEE Standardization, Tech. Rep., May 2003.
- [15] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—A tutorial," *IEEE Trans. on Communications*, vol. com-30, pp. 855-884, May 1982.
- [16] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 13, pp. 619–621, October 1967.
- [17] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 48-54, September 1998.
- [18] B. M. Popovic, "Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 38, pp. 1406-1409, July 1992.
- [19] B. M. Popovic, "Spreading sequences for multicarrier cdma systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 47, pp. 918-926, June 1999.
- [20] S. C. Lui and J. J. Kome, "Non binary Kasami sequences over GF(p)," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 38, pp. 1409-1410, July 1992.
- [21] J. H. Lindholm, "An analysis of pseudo randomness properties of the subsequences of long m-sequences," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-14, 1968.
- [22] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, pp. 593–698, May 1980.
- [23] D. A. Shedd and D. V. Sarwate, "Construction of sequences with good correlation properties," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-25, pp. 94–97, January 1979.
- [24] J. G. Proakis, *Digital communications*, Third edition, New York: Mc Graw-Hill, USA, 1995
- [25] G. L. Turin, "The effects of multipath and fading on the performance of direct-sequence CDMA systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-2, pp.597-603, July 1984.

- [26] R. G. Gallager, "The use of information theory in wireless networks," Multiaccess, Mobility and Teletraffic for Personal Communications '96, Paris, France, May 1996.
- [27] L. L. Yang and L. Hanzo, "Blind soft-detection assisted frequency hopping multicarrier DS-CDMA systems," in Proc. Of IEEE GLOBECOM'99, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 842-846, December 5-9 1999.
- [28] Cost, "Urban transmission loss models for mobile radio in the 900 and 1800 MHz bands," COST 231, TD(91) 73, 1991.
- [29] COST 207 (sous la direction de Mr. Faily). COST 207: Digital land mobile radio communications. Technical Report EUR 12160, Commission of the European Communities, September 1988.
- [30] D. I. Laurenson, D. G. M. Cruickshank, and G. J. R. Povey. "A computationally efficient multipath channel simulator for the COST 207 models". In *Digest of the IEE Colloquium on Computer Modelling of Communication Systems*, pages 8/1–8/6, May 1994.
- [31] L. M. Correia. "*Wireless flexible personalised communications: COST 259*". Wiley, New York, 2001.
- [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 Trans. on Communications*, vol. 43, pp. 1738-1745, February/ March/ April 1995.
- [33] O. S. Shin and K. B. Lee, "Utilization of multipaths for spread-spectrum acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, pp. 734-742, April 2001.
- [34] L. L. Yang and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, pp. 617-628, March 2001.
- [35] A. Polydoros, "On the synchronization aspects of direct sequence spread-spectrum systems," Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, University of Southern Clifornia.
- [36] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-25, pp. 778-784, August 1977.

- [37] G. R. Cooper and C. D. McGillem, *Modern communications and spread spectrum*, McGraw–Hill. Inc., USA, 1986.
- [38] R. Landry, *Techniques d'abaissement des seuils d'acquisition et de poursuite pour les récepteurs GPS*, Editions HERMS, Paris, France, 1998.
- [39] G. F. Sage, "Serial synchronization of pseudonoise systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 12, pp. 123-127, December 1964.
- [40] W. H. Sheen and H. C. Wang, "A new analysis of direct-sequence pseudonoise code acquisition on Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 19, pp. 2225-2232, November 2001.
- [41] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition—Part II: matched-filter receiver," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 32, pp. 550-560, May 1984.
- [42] B. Long and H. Moon, "Detection and false alarm probability of PN code acquisition in DS-SS system," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 926-928, November 1997.
- [43] H. S. Chang and Y. H. Lee, "DS-SS code acquisition based on simultaneous search and verification," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 48, pp. 921-924, June 2000.
- [44] S. Yoon, L. Song and S. Y. Kim, "Code acquisition for DS/SS communications in non-Gaussian impulsive channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 52, pp. 187-190, February 2004.
- [45] H. G. Kim, L. Song, S. Yoon and S. Y. Kim, "PN code acquisition using signed-rank-based nonparametric detectors in DS/SS systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, pp. 1151-1157, July 2001.
- [46] H. G. Kim, L. Song, S. Yoon and S. R. Park, "Nonparametric PN code acquisition using the signed-rank statistic for DS/SS systems in frequency-selective Rician fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, pp. 1138-1144, September 2002.
- [47] L. B. Milstein, J. Gevargiz and P. K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread spectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-33, pp. 593-599, July 1985.
- [48] Y. U. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 36, pp. 724-733, June 1988.

- [49] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 774-779, 1990.
- [50] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 38, pp. 992-998, July 1990.
- [51] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in nonselective and frequency-selective Rician fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 10, pp. 535-544, March 1992.
- [52] G. E. Corazza, "On the MAX/TC criterion for Code Acquisition and its Applications," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-44, pp. 1173-1182, September 1996.
- [53] R. R. Rick and L. B. Milstein, "Parallel Acquisition in Mobile DS-CDMA systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, pp. 1466-1476, November 1997.
- [54] S. Yoon, L. Song and C. H. Park, "Optimal and suboptimal decision rules for parallel code acquisition in chip-asynchronous DS/SS systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 9, pp. 189-192, July 2002.
- [55] W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 45, pp. 643-656, April 1996.
- [56] 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.
- [57] D. G. Dlugos and R. A. Scholtz, "Acquisition of spread spectrum signals by an adaptive array," *IEEE Trans. on Acoust. and Speech. Signal Processing*, vol. 37, pp. 1253-1270, August 1989.
- [58] R. R. Rick and L. B. Milstein, "Parallel acquisition of spread-spectrum signals with antenna diversity," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 45, pp. 903-905, August 1997.
- [59] O. S. Shin and K. B. Lee, "Use of antennas for DS/CDMA code acquisition," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 2, pp. 424-430, May 2003.

- [60] J. Salz and J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 1049-1057, November 1994.
- [61] 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.
- [62] C. J. Kim, H. J. Lee, and H. S. Lee, "Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, pp. 993-996, August 1998.
- [63] 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, pp. 1352-1354, July 1997.
- [64] C. J. Kim, D. D. Lee, T. W. Hwang, H. J. Lee and H. S. Lee, "Adaptive hybrid acquisition of PN sequences for DS/SS communications," *IEE. Electronics Letters*, vol. 34, pp. 939-940, May 1998.
- [65] Y. Song and G. Hu, "Adaptive acquisition of PN code using excision CFAR detector in multipath fading mobile channels," *IEE. Electronics Letters*, vol. 40, no. 5, March 2004.
- [66] J. H. Linatti, "On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 18, pp. 62-72, January 2000.
- [67] H. S. Oh, C. H. Lim and D. S. Han, "Adaptive hybrid PN code acquisition with antenna diversity in DS-CDMA systems," *IEICE Trans. on Communications*, vol. E85-B, pp. 716-722, April 2002.
- [68] Y. Zhang, Z. Bao, L. Zhang and G. Liao, "Joint acquisition of PN code and adaptive beamforming weight in spread spectrum systems," *IEE. Electronics Letters*, vol. 40, no. 1, January 2004.
- [69] A. Farrouki and M. Barkat, "Automatic censoring CFAR detector based on ordered data variability for nonhomogeneous environments," *IEE Proc. Radar Sonar and Navigation*, vol. 152, pp. 43-51, February 2005.
- [70] M. E. Smith and P. K. varshney, "Intelligent CFAR processor based on data variability," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems on AES*, vol. 36, pp. 837-847, June 2000.

- [71] X.Y. Hou, N. Morinaga and T. Namekawa, "Direct evaluation of radar detection probabilities," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems on AES*, vol. 23, pp. 418-423, July 1987.
- [72] S. D. Himonas and M. Barkat, "Automatic censored CFAR detection for nonhomogeneous environments", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems on AES*, vol. 28, pp. 286-304, January 1992.
- [73] J. T. Rickard and G. M. Dillard, "Adaptive detection algorithms for multiple target situations," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems on AES*, vol. 13, pp. 338-343, April 1977.
- [74] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of spread spectrum communication*, Addison-Wesley Publishing Company, USA, 1995.
- [75] Z. Hammoudi and F. Soltani, "Distributed CA-CFAR and OS-CFAR detection using fuzzy spaces and fuzzy fusion rules," *IEE Proc. Radar Sonar and Navigation*, vol. 151, pp. 135-142, June 2004.
- [76] M. Evans, N. Hastings and B. Peacock, *statistical distributions*, second edition, Wiley, New York, USA, 1993.
- [77] F. de Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1998.
- [78] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified Approach to serial search spread-spectrum code acquisition—Part I: General theory," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 32, pp. 542-549, May 1984.