

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA 1

Faculté de Technologie

Département d'Electronique

THÈSE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Electronique

Performances de détection des communications radios mobiles avec des antennes intelligentes

Par

BERBRA Kamel

Devant le jury composé de :

MELIANI Hamza	Professeur, USD Blida	Président
MERAZKA Fatiha	Professeur, USTHB Alger	Examineur
BENAMMAR Abdessalam	Directeur de recherches, CRTI Alger	Examineur
BELKHAMSA Nourreddine	Maitre de conférences «A», USD Blida	Examineur
BARKAT Mourad	Professeur, ULB Oum El-Bouaghi	Promoteur
ANOOU Abderrahmane	Maitre de conférences «A», USD Blida	Co-promoteur

Blida, 17 octobre 2018.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère ma raison de vivre, symbole de courage et de sacrifice. Que dieu la garde.

A ma femme qui m'a beaucoup supportée durant la préparation de cette thèse,

A mes enfants,

A mes frères et sœurs,

A toute ma famille,

A tous mes amis.

Kamel Berbra

« 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).

ملخص

لوحظ في أنظمة الاتصالات المتنقلة اللاسلكية من الجيل الثالث (3G)، إن الطيف المنتشر بالتسلسل المباشر DS-SS هو الأسلوب الأكثر استخداماً. في هذه التقنية، يتم تعيين رمز لكل مستخدم لترميز المعلومات. إذا كان لدى المستقبل معرفة مسبقة بالرمز PN (Pseudo-Noise) المستخدم في الإرسال وكان الرمز المولد محلياً متزامناً تماماً مع الرمز المستعمل في الإرسال، يمكن بسهولة فك شفرة المعلومات وبالتالي استعادة الإشارة الأصلية. يتم تنفيذ عملية التزامنة هذه في خطوتين: الاكتساب والمتابعة. يعتبر اكتساب الرمز PN مهمة أساسية في أنظمة DS-SS، حيث يمثل هذا الأخير تحدياً كبيراً، خاصة مع وجود ظاهرة المسارات المتعددة وتداخلات الاستعمال المتعدد و مستوى تداخل يتغير مع الزمن. في هذا السياق، اقترحنا كمشكلة أولى نظام اكتساب للرمز PN الذي يعتمد على إستراتيجية البحث التسلسلي. النظام الجديد المقترح يعتمد على الهوائيات الذكية والكشف المتأقلم CFAR، حيث تقوم خوارزمية الإقصاء الاتوماتيكي بالتخلص من التداخل دون معرفة مسبقة لعدد المسارات المتعددة. تظهر نتائج المحاكاة أن نظام اكتساب الرمز PN المقترح على أساس العتبة المتأقلمة والهوائيات الذكية يمتاز بفعالية كبيرة ضد التداخلات الناجمة عن تعدد المسارات و تداخل المستخدمين (MAI) مقارنة بالتقنيات التقليدية مثل CA-CFAR و CFAR-OS.

يبدو أن OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) هو أسلوب تشكيل أساسي في أنظمة الاتصال، وبالتالي فإن الحاجة إلى تصميم خوارزميات فعالة للكشف عن إشارات OFDM وذلك في أصعب ظروف الانتشار عبر القناة. في المشكلة التي تناولناها في هذه الرسالة، اقترحنا خوارزمية جديدة ذات تعقيد بسيط للكشف عن إشارات OFDM مع وجود ضوضاء غوسية بيضاء (AWGN). الطريقة المقترحة تستغل خاصية وظيفة الترابط الذاتي لإشارات OFDM لتنشيط عتبة مكيفة تضمن معدل إنذار زائف ثابت (CFAR). تظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها، تفوقاً من حيث أداء الكشف للطريقة المقترحة خاصةً من أجل قيم (SNRs) ضعيفة مع تعقيد حسابي أقل مقارنة بأجهزة الكشف المقترحة في مختلف الأبحاث العلمية.

RESUME

Dans les systèmes de communication radio-mobile de troisième génération (3G), l'étalement du spectre par séquence directe DS-SS « Direct Sequence Spread Spectrum » est la technique la plus utilisée. Un code est affecté à chaque utilisateur pour encoder l'information, si le récepteur a une connaissance *a priori* du code PN (Pseudo-Noise) utilisé à l'émission et que le code local est parfaitement *synchronisé* avec le code reçu, il peut facilement restituer le signal original. Cette opération de synchronisation est réalisée en deux étapes: l'acquisition et la poursuite. L'acquisition du code PN est une tâche qui présente un grand défi, surtout avec la présence des phénomènes de propagation multi-trajets et des interférences d'accès multiples avec des niveaux d'interférences variables dans le temps. Dans ce contexte, nous avons proposé un système d'acquisition du code PN basé sur une stratégie de recherche série. La nouveauté de ce système est l'adoption des antennes intelligentes et la détection adaptative CFAR, où un algorithme de censure automatique permet d'éliminer les interférences sans la connaissance *a priori* du nombre de trajets multiples reçus. Les résultats de simulation montrent que le système d'acquisition proposé possède une grande robustesse aux interférences multi-trajets et d'accès multiples en comparaison avec les processeurs CFAR conventionnels.

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation incontournable dans plusieurs standards de communication, d'où la nécessité de concevoir des algorithmes de détection de ces signaux robustes aux conditions d'un canal radio variant dans le temps. Pour cela, nous avons proposé un nouvel algorithme pour la détection des signaux OFDM en présence d'un bruit blanc Gaussien (Additive White Gaussian Noise - AWGN). Ce dernier exploite la propriété de la fonction d'autocorrélation des signaux OFDM pour fixer un seuil adaptatif qui assure un taux de fausses alarmes constant (CFAR). Les résultats de simulation obtenus, montrent une supériorité en termes de performances de détection de la méthode proposée avec une complexité de calcul réduite contrairement aux détecteurs proposés dans la littérature.

ABSTRACT

In third-generation (3G) mobile radio communication systems, Direct Sequence Spread Spectrum DS-SS is the most widely used technique. In this technique, a code is assigned to each user to encode the information. If the receiver has *a priori* knowledge of the PN (Pseudo-Noise) code used at the transmitter and the locally generated code is perfectly synchronized with the transmission code, it can easily decode the information and thus restore the original signal. This operation of synchronization is performed in two steps: acquisition and tracking. The acquisition of the PN code is an essential task in DS-CDMA systems; it presents a great challenge, especially in the presence of multipath and multiple access interferences (MAI) and the level of the interference can vary with time. In this context, we first proposed a PN code acquisition system based on a serial search strategy. The novelty of the proposed system is the adoption of smart antennas and adaptive CFAR thresholding, where an automatic censoring algorithm eliminates interferences without any prior knowledge of the number of received multipath. Simulation results show that the proposed PN code acquisition system based on adaptive thresholding and smart antennas has a high robustness against interferences caused by multipath and multiple access interference (MAI) in comparison with Conventional CFAR processors such as Cell averaging CA-CFAR and Order Statistics OS-CFAR processors.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) seems to be an essential modulation technique in most communication standards, hence the need to design algorithms for robust detection of OFDM signals in the presence of time varying radio channel conditions. Thus, we propose a new algorithm with low complexity for the detection of OFDM signals in the presence of additive white Gaussian noise (AWGN). The proposed method exploits the autocorrelation function property of the OFDM signals to set an adaptive threshold that ensures a constant false alarm rate (CFAR). The obtained simulation results show superiority in terms of detection performance of the proposed method especially in the low SNRs region with reduced computational complexity in comparison with the detectors proposed in the literature.

REMERCIEMENTS

Les travaux de cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire Détection, Information et Communication (LABDIC) du département Electronique, de l'université Saad Dahlab de Blida (USD-Blida), sous la direction de Monsieur **BARKAT Mourad, Professeur** au département Sciences et Technologies Appliquées à l'université Larbi Ben M'hidi d'Oum el bouaghi et la co-direction de Monsieur ANOU Abderrahmane, maitre de conférence « A », à l'université Saad Dahlab de Blida 1.

Je profite de cette opportunité pour remercier en premier lieu Dieu, le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour atteindre mon objectif. En deuxième lieu, ce travail ne pouvait aboutir sans l'aide et l'encouragement de plusieurs personnes.

Pour cela, je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse pour avoir dirigé cette thèse avec compétence et professionnalisme, pour tous les conseils scientifiques précieux qu'il m'a prodigué, pour sa disponibilité, pour l'intérêt qu'il porte au développement de la recherche scientifique et pour les fortes impulsions qu'il sait si bien donner ! je mesure la chance que j'ai d'être son thésard.

Je présente l'expression de ma profonde gratitude aussi à mon co-directeur de thèse, **Monsieur ANOU Abderrahmane** pour tous les encouragements qu'il m'a prodigué pendant toute la durée de ce travail. Je le remercie bien évidemment pour sa confiance, son humour et ses encouragements durant ces années. Je ne peux que lui témoigner ma gratitude et ma reconnaissance.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur MELIANI hamza, Professeur à l'USD-Blida d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à Mme. MERAZKA Fatiha professeur à l'USTHB-Alger, Mr. BENAMMAR Abdessalam directeur de recherches au CRTI-Alger et Mr. BELKHAMSA Nourreddine Maitre de conférences «A» à l'USD-Blida, d'avoir accepté malgré leurs multiples sollicitations, d'examiner ce modeste travail et pour l'honneur qu'ils me font par leur participation au jury. J'exprime ma reconnaissance au professeur Fulvio Gini du département ingénierie de l'information de l'université de Pise-Italie de m'avoir accueilli au sein du laboratoire traitement du signal et image dans un environnement très agréable à la réussite de ces travaux de recherche et a

tous les chercheurs que j'ai côtoyé et qui m'ont soutenu durant cette période. Et pour finir un grand merci à ma mère et à ma femme, pour leur soutien sans faille. Je voudrais aussi exprimer ma gratitude à ma tutelle pour l'aide qui m'a été accordé durant ces années de thèse et qui m'a permis de bien réussir mes travaux. Enfin je ne pourrai terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir.

TABLE DES MATIERES

DEDICACES	II
RESUME	IV
REMERCIEMENTS	VI
TABLE DES MATIERES	VIII
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX	X
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS ET MOTS CLES	XIII
INTRODUCTION GENERALE	15
1. CONCEPTS DE BASE DES COMMUNICATIONS MOBILES	19
1.1 INTRODUCTION	19
1.2 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DU SPECTRE	19
1.3 PRINCIPE DE L'OFDM	31
1.4 LIMITATIONS DE LA TRANSMISSION ET MODELES DU CANAL RADIO	35
1.5 MODELES DU CANAL RADIO	40
1.6 THEORIES DE LA DETECTION	47
1.7 CONCLUSION	63
2. ACQUISITION DU CODE PN EN UTILISANT DES ANTENNES INTELLIGENTES ET UN SEUILLAGE ADAPTATIF ODV-CFAR	56
2.1 INTRODUCTION	56
2.2 SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA	56
2.3 LES ANTENNES INTELIGENTES	63
2.4 ETAT DE L'ART	66
2.5 SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE	69
2.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS	83
2.7 CONCLUSION	89
3. CONCEPT DE LA RADIO COGNITIVE : ETAT DE L'ART SUR LES TECHNIQUES DE DETECTION DU SPECTRE	91
3.1 INTRODUCTION	91
3.2 CONCEPT DE LA RADIO COGNITIVE	91
3.3 DETECTION DU SPECTRE	93

3.4 TECHNIQUES DE DETECTION DU SPECTRE	94
3.5 DETECTION A UTILISATEUR UNIQUE.....	95
3.6 DETECTION COOPERATIVE	102
3.7 CONCLUSION.....	103
4. METHODE RAPIDE D'ECOUTE DU SPECTRE POUR LA RADIO COGNITIVE D'UN SIGNAL CP-OFDM BASEE SUR UN SEUIL ADAPTATIF	104
4.1 INTRODUCTION	104
4.2 ETAT DE L'ART.....	104
4.3 FORMULATION DU PROBLEME DE DETECTION DES SIGNAUX OFDM	107
4.4 REVUE DES ALGORITHMES DE DETECTION DES SIGNAUX OFDM..	110
4.5 DETECTEUR ADAPTATIF BASE SUR L'AUTOCORRELATION D'UN SIGNAL CP-OFDM.....	113
4.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS.....	124
4.7 CONCLUSION	133
CONCLUSION GENERALE	134
APPENDICE A	137
APPENDICE B	140
REFERENCES.....	142

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1	Schéma général d'un système de communication à étalement du spectre par séquence directe.	30
Figure 1.2	Exemple de signaux $s(t)$, $c(t)$ et $x(t)$	31
Figure 1.3	Représentation fréquentielle du principe d'étalement du spectre par séquence directe.	32
Figure 1.4	Configuration du générateur de la séquence du code à longueur maximale.	34
Figure 1.5	Exemple d'une m-séquence.	35
Figure 1.6	Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.	37
Figure 1.7	Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.	38
Figure 1.8	Exemple d'une constellation 16-QAM.	42
Figure 1.9	Schéma d'un modulateur OFDM.	42
Figure 1.10	La puissance du signal en fonction de l'éloignement du récepteur	47
Figure 1.11	Étalement temporel.	48
Figure 1.12	Le modèle à deux rayons.	50
Figure 1.13	La puissance reçue en fonction de la distance du modèle à deux rayons.	50
Figure 1.14	Densité de probabilité de Rayleigh.	52
Figure 1.15	Exemple d'environnement avec N obstacles distribués de façon uniforme.	54
Figure 1.16	Les densité de probabilité des variables I, Q et R.	55
Figure 1.17	Les Régions de décision.	57
Figure 1.18	Performances de détection d'une structure sous-optimale par rapport à la structure optimale; $\Delta\text{SNR} \equiv \text{SNR}_s - \text{SNR}_o$	61
Figure 1.19	Stratégie de la détection avec un seuil fixe.	61
Figure 1.20	Stratégie de la détection avec un seuil adaptatif.	62
Figure 1.21	Schéma de principe d'un détecteur CA-CFAR.	63
Figure 2.1	Principe de l'acquisition série.	67
Figure 2.2	Principe de l'acquisition parallèle.	68
Figure 2.3	Principe de l'acquisition hybride	68
Figure 2.4	(a) Détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent.	68
Figure 2.5	Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif.	72
Figure 2.6	Structure adaptative d'une antenne intelligente.	73
Figure 2.7	Schéma bloc du système d'acquisition proposé avec antennes intelligentes.	78
Figure 2.8	Schéma bloc du corrélateur.	79

Figure 2.9	Le modèle ligne à retard du canal radio.	80
Figure 2.10	Acquisition PN en présence de cellules corrompues dans la fenêtre de référence causée par les trajets multiples.	87
Figure 2.11	Processeur de censure automatique ODV-CFAR.	88
Figure 2.12	Probabilité de détection des différents détecteurs (détecteur optimal de N-P, ODV-CFAR et OS-CFAR) dans un environnement radio homogène ; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $M = 3$	94
Figure 2.13	Probabilité de détection des détecteurs ODV-CFAR et CA-CFAR avec $r = 1$ et le paramètre μ comme variable ; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $M = 3$	95
Figure 2.14	Probabilité de détection des détecteurs ODV-CFAR et CA-CFAR en variant le nombre des interférences r ; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $M = 3$	96
Figure 2.15	Probabilité de détection des différents détecteurs ODV-CFAR, OS-CFAR et CA-CFAR en présence de r interférences dans la fenêtre de référence; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $M = 3$	97
Figure 2.16	Probabilité de détection du détecteur proposé ODV-CFAR en variant le nombre d'antennes M ; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $r = 3$	97
Figure 2.17	Probabilité de détection du détecteur proposé ODV-CFAR en variant le nombre d'antennes M ; $Pfa = 10^{-3}$, $Nc = 24$ et $r = 3$	98
Figure 3.1	Illustration des trous du spectre.	101
Figure 3.2	Structure d'un cycle d'écoute du spectre.....	102
Figure 3.3	Structure d'un signal OFDM avec le préfixe cyclique CP.	108
Figure 3.4	La fonction d'autocorrélation périodique du signal OFDM avec un préfixe cyclique CP.	109
Figure 4.1	Prolongement d'un symbole OFDM par un intervalle de garde CP....	117
Figure 4.2	Structure d'un signal OFDM avec un préfixe cyclique CP.....	117
Figure 4.3	La fonction d'autocorrélation d'un signal OFDM avec un préfixe cyclique.	123
Figure 4.4	La partie réelle et la partie imaginaire de la fonction d'autocorrélation.....	128
Figure 4.5	Comparaison des statistiques de tests (5.29) et (5.30) en fonction du SNR.....	130
Figure 4.6	L'algorithme adaptatif CFAR proposé pour la détection des signaux OFDM.....	132
Figure 4.7	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur d'énergie dans le cas d'une incertitude et sans incertitude sur le niveau du bruit....	134
Figure 4.8	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour plusieurs tailles de la fenêtre d'observation.....	135

Figure 4.9	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé comparé avec d'autres détecteurs (ED, SW et AXEII).....	136
Figure 4.10	Probabilité de détection en fonction du SNR des différents détecteurs pour une incertitude de 2 dB sur le niveau du bruit.	138
Figure 4.11	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour différentes valeurs de N_c	139
Figure 4.12	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour différentes valeurs de N_d	140
Figure 4.13	Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour les 3 standards de communication : WLAN, DVB-T2 et LTE.	141
Tableau 1.1.	Spécifications techniques de quelques standards de télécommunication.	30
Tableau 1.1	Exemple d'une m -séquence.....	34
Tableau 2.1	Les seuils utilisés dans l'algorithme ODV pour $P_{fc} = 10^{-2}$ et pour plusieurs tailles N_c de la fenêtre de référence.....	90

LISTE DES SYMBOLES, DES ABREVIATIONS ET MOTS CLES

ABREVIATIONS

AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CA	: Cell Averaging
CDMA	: Code Division Multiple Access
CFAR	: Constant False Alarm Rate
CR	: Cognitive Radio
DOA	: direction of arrival
DVB-T	: Digital Video Broadcasting - Terrestrial
DS	: Direct Sequence
ED	: Energy Detector
SW	: Sliding Window
FCC	: Federal Communication Commission
FFT	: Fast Fourier Transform
FH	: Frequency Hopping
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
GLRT	: Generalized likelihood ratio test
GSM	: Global System for Mobile Communications
GPS	: Global Positioning System
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
i.i.d	: independent and identically distributed
I-Q	: In phase–Quadrature phase
ISI	: Inter–Symbol Interference
MAI	: Multiple Access Interference
LOS	: Line Of Sight
LMS	: Least Mean Square
MGF	: Moment Generating Function
ML	: Maximum Likelihood
NLOS	: Non Line Of Sight
ODV	: Ordered Data Variability
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OS	: Order Statistics
Pdf	: Probability density function
PN	: Pseudo–Noise
PU	: Primary User
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
SDMA	: Space Division Multiple Access
SIR	: Signal–to–Interference Ratio
SNR	: Signal–to–Noise Ratio

SS	: Spread Spectrum
SU	: Secondary User
TDMA	: Time Division Multiple Access
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
WiFi	: Wireless Fidelity ou IEEE802.11 Direct Sequence Spread Spectrum
3G	: Third generation (Troisième génération)

SYMBOLES

$(.)^*$: Conjugué
$Im()$: Partie imaginaire
D	: Nombre des utilisateurs d'interférence
$E()$: Espérance mathématique
K	: nombre des symboles OFDM
L	: La durée de détection
M	: Nombre des antennes
N_c	: Longueur du préfixe cyclique
N_s	: Longueur des données
f_d	: Fréquence doppler
f_c	: Fréquence de la porteuse
α_l	: Amplitude du trajet l
H_0	: Hypothèse nulle
H_1	: Hypothèse vraie
θ_l	: Phase du trajet l
$Re()$: Partie réelle
σ_n^2	: Variance du bruit
$\Lambda_g()$: Rapport du maximum de vraisemblance généralisé
P_{fa}	: Probabilité de fausse alarme
P_M	: Probabilité d'oublie
P_I	: Puissance de l'utilisateur d'interférence
P_d	: Probabilité de détection

MOTS CLES

CDMA, ODV-CFAR, Acquisition du code PN, Antennes intelligentes, Radio cognitive (RC), Techniques de détection du spectre (SS), Détecteur d'énergie, Taux de fausses alarmes constant (CFAR), Seuil adaptatif, Cyclostationnarité (CS), OFDM.

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années ont vu l'émergence de nombreux standards tels que le GSM (Global System for Mobile communications), l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access), Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee et d'autres permettant de communiquer sans fil à l'aide de dispositifs mobiles [1,2]. Transmettre des données sans fil à haut débit présente un grand défi surtout avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs et du débit des transmissions, avec la présence des phénomènes de propagation multi-trajets et les interférences causées par les autres utilisateurs (MAI). Ces derniers phénomènes affecteront fortement la qualité des signaux reçus. La technique d'étalement du spectre par séquence directe DS-SS a été proposée pour des applications militaires durant la deuxième guerre mondiale apportant une robustesse vis à vis des environnements hostiles et assurant une sécurisation de ces communications dont l'intérêt s'est développé dernièrement.

L'élément clé de cette technique est les séquences binaires basées sur la théorie des nombres. Une autre approche intéressante est l'utilisation des antennes intelligentes, les systèmes à antennes intelligentes entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières années. Le point fort de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation par la modification de la forme du diagramme de rayonnement. Ils permettent ainsi de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction des interférences, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. L'utilisation d'antennes multiples peut améliorer le niveau du signal désiré, assurant de ce fait une protection contre les interférences des autres utilisateurs, et une amélioration des performances du système de communication en présence des évanouissements du canal. Au-delà du choix des codes utilisables dans des systèmes DS-SS, le choix de la technique de détection est déterminant pour les performances d'un système de communication SS. Cependant, les signaux reçus peuvent varier avec le temps, donc les approches classiques de détection par seuil fixe ne donnent pas de très bons résultats à cause du taux de fausses alarmes qui se produit. Par

conséquent l'utilisation d'un seuil adaptatif basé sur la technique CFAR (constant false alarm rate) se trouve la meilleure technique qui peut être utilisée dans un environnement radio variant avec le temps (canal dynamique).

Le développement et l'évolution rapide des technologies sans fil ont entraîné une forte demande en termes de ressources spectrales, Le spectre radio est donc devenu aujourd'hui une ressource rare et très encombrée, au moins réglementairement. Contrairement à une idée reçue, le spectre qui est une denrée rare et qui semble totalement occupé admet de nombreuses zones vides au cours de la journée notamment. Ainsi, avant d'améliorer les techniques de communications, il paraît judicieux d'utiliser plus intelligemment la ressource spectrale existante. Un moyen possible est l'introduction de la radio cognitive pour optimiser l'utilisation du spectre, ce qui a conduit par la suite au développement des architectures SDR (Software Defined Radio). Cette approche, propose une nouvelle catégorie d'utilisateurs dits utilisateurs secondaires (secondary user, SU) pouvant accéder aux ressources fréquentielles allouées aux utilisateurs primaires (Primary user UP). Par conséquent, un utilisateur opportuniste doit être capable de détecter la présence d'un utilisateur primaire dans un spectre sous License le plus rapidement possible. Ainsi, l'efficacité spectrale dépendra de la technique utilisée pour la détection des bandes de fréquences libres « Spectrum Sensing ». La plupart des systèmes de communication actuels sont basés sur la modulation OFDM (EX. le Wifi, le Wimax, le 3GPP/LTE, le DVB-T, etc.), d'où la nécessité de concevoir des algorithmes pour la détection des signaux OFDM robustes aux conditions de propagation peu favorable d'un canal radio variant dans le temps.

Ainsi, les travaux présentés dans cette thèse, s'inscrivent dans ce contexte, son premier objectif est de proposer une nouvelle méthode basée sur la combinaison d'un algorithme à seuil adaptatif CFAR et des antennes intelligentes pour la synchronisation des codes PN. Dans le contexte de radio cognitive, elle vise aussi comme deuxième objectif la proposition d'un algorithme à complexité réduite pour la détection des signaux OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), une technique de modulation très répandue dans plusieurs technologies (3G, le WiFi et la télévision numérique terrestre (DVB-T)).

Notre thèse est structurée en quatre (04) chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du concept des communications à étalement du spectre CDMA, la technique d'accès multiple par répartition du code, où nous sommes intéressés plus particulièrement à la technique utilisant une séquence directe DS-SS-SSB. Nous avons aussi passé en revue la technique de modulation à multi-porteuses OFDM. Vu la diversité des phénomènes physiques qu'on peut rencontrer dans la réalité et les différents facteurs qui limitent la qualité de la communication, une description des modèles les plus utilisés pour les canaux à évanouissement est aussi abordée dans ce chapitre. Enfin, nous rappelons quelques bases théoriques sur la théorie de détection qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons les notions de base de l'acquisition du code PN en introduisant aussi le concept de l'acquisition adaptative et des antennes intelligentes. Un aperçu sur quelques travaux publiés dans la littérature est donné pour mettre en évidence l'intérêt de notre contribution. Par la suite, nous avons proposé un nouveau système d'acquisition adaptative CFAR basé sur la recherche série et un algorithme de censure automatique des interférences de trajets multiples. Le système proposé considère aussi une antenne intelligente pour lutter contre la présence des interférences d'accès multiples (MAI).

Dans le troisième chapitre, nous introduisons le concept de la radio cognitive (appelée aussi radio opportuniste) qui suscite un intérêt croissant depuis quelques années, suivi par un état de l'art sur les techniques les plus utilisées dans la détection du spectre « spectrum sensing » en présentant leurs avantages et inconvénients tout en précisant l'information a priori nécessaire pour chaque méthode.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons une nouvelle technique pour la détection rapide des signaux CP-OFDM non synchronisés en présence d'un bruit blanc Gaussien (AWGN). La méthode proposée exploite la propriété de la fonction d'autocorrélation des signaux CP-OFDM pour fixer un seuil adaptatif qui assure un taux de fausses alarmes constant (CFAR). Cette méthode ne nécessite aucune connaissance a priori sur la puissance du bruit. Après avoir posé les principales hypothèses, nous avons procédé à l'analyse et à l'évaluation des performances du détecteur proposé.

Et enfin, nous terminons des conclusions générales ainsi que des suggestions pour des travaux de recherche futurs qui méritent d'être investis.

Les travaux présentés dans cette thèse, ont été menés au sein du laboratoire de détection, information et communication(LABDIC) du département électronique à l'université de Saad-Dahlab de Blida et le laboratoire de traitement du signal du département ingénierie de l'information à l'université de Pise-Italie, l'ensemble des travaux menés dans le cadre de cette thèse, ont donné lieu aux valorisations scientifiques à travers les publications suivantes :

- K. Berbra, M. Barkat, A. Anou, "PN code acquisition using smart antenna and adaptive thresholding CFAR based on ordered data variability for CDMA communications", *Progress in Electromagnetics, Res. B*, vol. 57, pp.139–155, 2014.
- K. Berbra , M. Barkat , F. Gini , M. Greco , P. Stinco, "A fast spectrum sensing for CP-OFDM cognitive radio based on adaptive thresholding", *Signal Processing*, vol.128, pp. 252-261, November 2016.

CHAPITRE 1

CONCEPTS DE BASE DES COMMUNICATIONS MOBILES

1.1 INTRODUCTION

L'étalement du spectre par séquence directe est la technique la plus utilisée dans les transmissions CDMA, où un code est affecté à chaque utilisateur afin d'encoder l'information. Si le récepteur a une connaissance *a priori* sur le code utilisé à l'émission et que le code généré localement est parfaitement synchronisé avec le code à l'émission, il peut facilement restituer le signal original.

Dans ce chapitre, nous introduisons le concept des communications à étalement du spectre CDMA et d'autres bases nécessaires à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse. En premier lieu nous présentons en détail le principe de l'étalement du spectre par séquence directe et la technique de modulation multi-porteuses OFDM. Le canal de communication est aussi décrit dans ce chapitre en abordant l'aspect modélisation.

1.2 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DU SPECTRE

Les techniques d'étalement du spectre ont été développées initialement pour des applications militaires, où le signal étalé ne peut être détecté par un simple balayage des fréquences ou être brouillé par un autre signal d'interférence puissant.

En plus, le signal émis possède un rapport signal sur bruit très faible, ce qui peut être confondu avec le bruit « naturel » d'une communication [3]. Aujourd'hui, ces mêmes techniques sont appliquées dans une large gamme de systèmes de communication à usage civil. Indépendamment de la méthode utilisée, l'étalement du spectre consiste à transformer un signal d'une bande relativement étroite en un signal large bande qui se comporte comme un bruit (large bande) vis-à-vis du signal en bande étroite [4-5].

Principalement, deux méthodes sont utilisées pour l'étalement du spectre, l'une est appelée étalement du spectre par séquence directe DS (Direct Sequence) [3] et

l'autre étalement du spectre par saut de fréquences FH (Frequency Hopping) [6].

Notons que dans la plupart des systèmes de communication radio-mobile de troisième génération 3G, l'étalement du spectre par séquence directe est le plus utilisé pour étaler les symboles binaires dans une communication CDMA, dans ce cas on parle d'une communication de type DS-SS-SSS. Une partie des communications terrestres et quelques systèmes de communications par satellites utilisent aussi la technique de l'étalement du spectre par séquence directe.

1.2.1 Étalement du spectre par saut de fréquence

Dans la technique d'étalement du spectre par saut de fréquence FH, le spectre disponible est divisé en un grand nombre de canaux fréquentiels adjacents, les données ne sont pas émises sur une fréquence porteuse fixe, mais sur plusieurs fréquences. Le saut d'une fréquence à une autre se fait à l'aide d'un code pseudo aléatoire.

L'étalement du spectre par saut de fréquence a originalement été conçu dans un but militaire afin d'empêcher l'écoute des transmissions radio. En effet, une station qui ignore la combinaison utilisée pour la sélection de la fréquence à utiliser ne peut pas écouter la communication, car il était impossible dans le temps imparti de localiser la fréquence sur laquelle le signal était émis. On peut distinguer deux types de d'étalement du spectre à saut de fréquence :

- Un modèle à saut de fréquence dit « lent » (Slow Frequency Hopping : SFH), lorsque plusieurs séquences de codes sont émises à la même fréquence et le changement de fréquence ne s'effectue qu'après plusieurs bits de données.
- Un modèle à saut de fréquence dit « rapide » (Fast Frequency Hopping : FFH-SSS), lorsque une séquence de code est émise sur plusieurs fréquences.

1.2.2 Étalement du spectre par séquence directe

L'étalement du spectre par séquence directe (direct sequence spread spectrum, DSSS) se fait par la multiplication de chaque bit de l'information à transmettre d'une période symbole T_s par un code pseudo-aléatoire PN, appelé aussi signature où

chaque impulsion rectangulaire du code possède une durée de T_c appelé « chip » d'une valeur beaucoup plus faible que T_s . Nous avons [11] :

$$R = \frac{T_s}{T_c} \quad (1.1)$$

T_s est la durée d'un bit d'information, T_c est la durée d'un chip et R est habituellement un nombre entier supérieur à 1 qui représente la mesure de l'étalement du spectre et il donne aussi le nombre de chips par bit d'information. Ce rapport est appelé facteur d'étalement, on l'appelle également gain de traitement (processing gain). En ce sens, il représente une mesure de la résistance à l'interférence et au brouillage intentionnel obtenue en augmentant la largeur de bande du signal transmis et ce grâce aux propriétés intéressantes des séquences PN utilisées que nous verrons dans les prochaines sections. A partir des spécifications de quelques standards [7-10] résumés dans le tableau 2.1, on observe que la technique DS-CDMA est la technique la plus utilisée dans presque tous les standards de communication.

Standard	Bande de fréquence (MHz)	Débit (bps)	Techniques 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

Tab. 1.1. Spécifications techniques de quelques standards de communication [11].

La figure 1.1 présente un schéma général d'un système de communication à étalement de spectre par séquence directe.

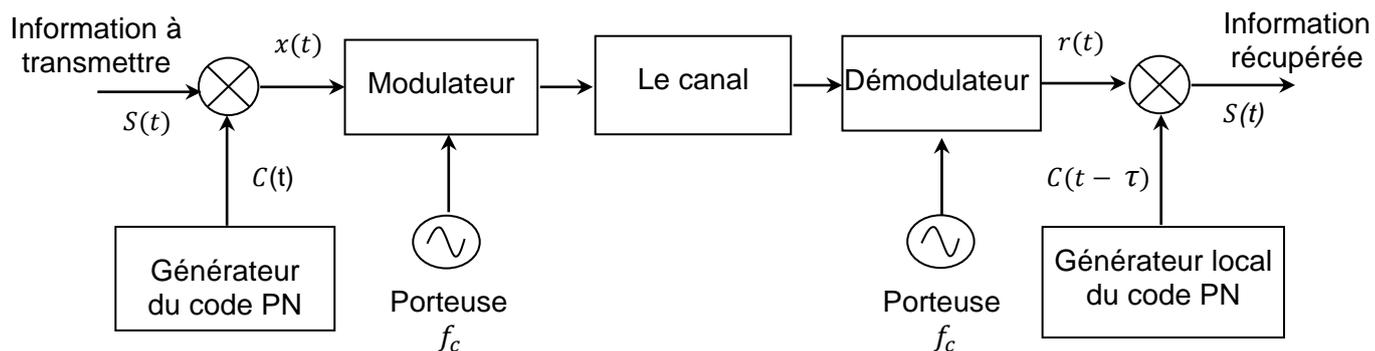


Fig. 1.1. Schéma général d'un système de communication à étalement du spectre par séquence directe.

Pour bien illustrer le principe d'étalement du spectre, nous montrons dans la figure 1.2 un exemple de signaux $s(t)$, $c(t)$, et $x(t)$ en bande de base dans le cas d'une modulation BPSK.

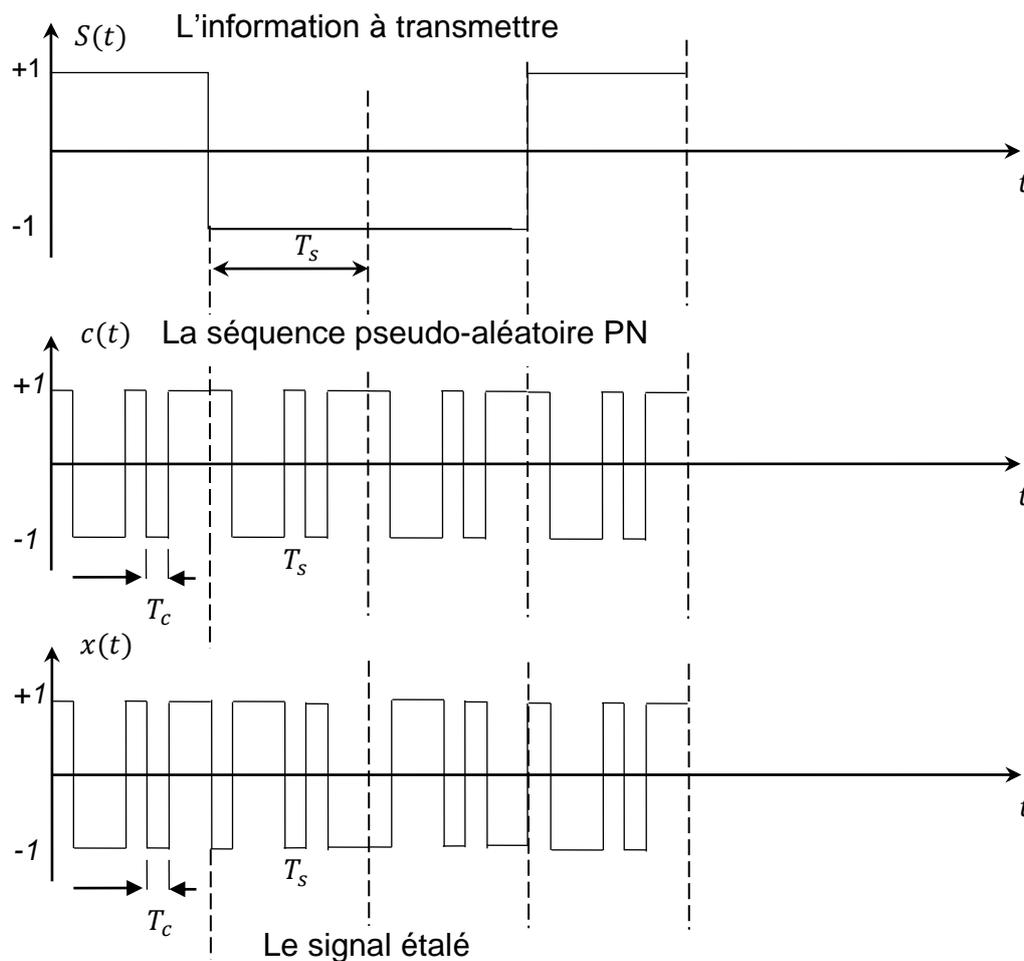


Fig. 1.2. Exemple de signaux $s(t)$, $c(t)$ et $x(t)$.

On peut remarquer que le signal transmis $x(t)$ est égal au code $s(t)$ lorsque $c(t)$ vaut +1 alors qu'il est égal à $-s(t)$ lorsque $c(t)$ vaut -1. Dans cette figure, la durée de la séquence PN est égale à la période du symbole transmis. Cependant, il existe des systèmes où la durée totale de la séquence PN est supérieure à la période du symbole T_s [5]. A la réception, un code généré localement $c(t - \tau)$ est utilisé pour désétalement le signal reçu $r(t)$ et récupérer l'information initiale. Pour le succès de cette opération, le code local doit être le même que celui utilisé au niveau de l'émetteur et essentiellement les deux codes doivent être parfaitement *synchronisés*, un décalage de juste d'un « chip » empêche la régénération de l'information initiale. Dans la figure 1.3, nous présentons le cas où plusieurs utilisateurs sont présents dans le canal, chaque utilisateur possède son propre code pseudo aléatoire.

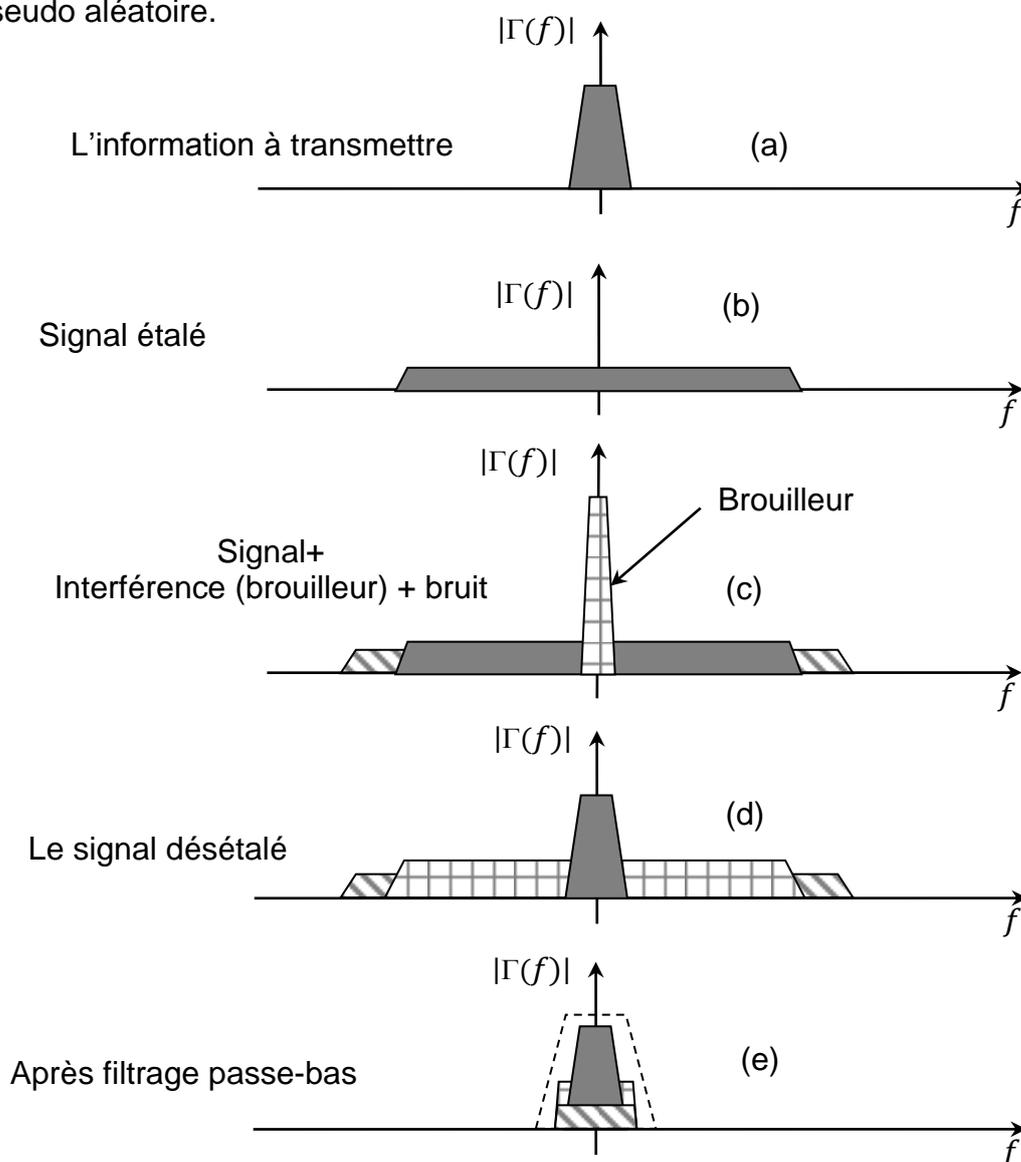


Fig. 1.3. Représentation fréquentielle du principe d'étalement du spectre par séquence directe.

Comme conséquence dans le domaine spectral, la multiplication des données avec la séquence du code produit un étalement du spectre du signal transmis, ce qui diminue sa densité de puissance.

Dans cette figure, on suppose un canal de communication simple qui comporte un bruit thermique et une source d'interférence à bande étroite. Donc le signal reçu possède (03) composantes, le signal transmis étalé comme le montre la figure 1.3 (b), un bruit thermique et une interférence à bande étroite (brouillage à bande étroite) présentés sur la figure 1.3 (c), où $|\Gamma(f)|$ représente la densité spectrale de puissance.

Une fois le signal reçu est multiplier par le code local, le signal désiré est désétalé. Alors que le spectre du bruit thermique demeure intouché par la multiplication par le code, c'est-à-dire qu'il n'est ni étalé ni comprimé. Par contre, l'interférence à bande étroite subit une première multiplication par le code lors de la réception, ce qui cause un étalement de son spectre et réduit considérablement son impact sur le signal désiré, voir figure 1.3 (d). Après un filtrage on retrouve bien le spectre d'origine légèrement bruité, comme le montre la figure 1.3 (e).

1.2.3 Les codes d'étalement et d'accès multiples

Dans un système de communication mobile DS-CDMA, tous les utilisateurs occupent la même bande de fréquence, par contre un code est attribué à chaque utilisateur et grâce à la propriété d'orthogonalité (au sens de la corrélation) des codes, il est possible de séparer à la réception les transmissions des différents émetteurs. Donc les codes d'étalement jouent un rôle fondamental dans la conception de ces systèmes. Le choix du code à utiliser reste très important car le type et la longueur du code imposent une limitation sur les performances du système. Théoriquement, ces codes doivent avoir une grande autocorrélation et une intercorrélacion nulle (des codes orthogonaux) pour minimiser les interférences mutuelles entre les différents utilisateurs qui partagent le même canal.

En pratique ces codes ne sont pas orthogonaux, l'intercorrélacion de ces codes produit des interférences appelées, interférences d'accès multiples MAI (Multiple Access interference) qui sont vu comme une augmentation de la puissance du bruit, ces interférences représentent un facteur limitant la capacité du système de communication (le nombre maximal des utilisateurs qui peuvent communiquer simultanément).

1.2.4 Caractéristiques des codes d'étalement

Les performances de détection d'un système DS-CDMA sont conditionnées par les propriétés de corrélation (autocorrélation et d'intercorrélation) des codes utilisés. La génération et les propriétés statistiques des séquences utilisées dans les systèmes DS-CDMA ont été largement traitées dans la littérature [12,13], les séquences à longueur maximale « *m*-séquence », les code de Gold et Kasami ou encore les codes Walsh-Hadamard constituent les différentes familles de codes couramment utilisées dans les systèmes de communication DS-CDMA.

Les séquences à longueur maximale

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 sequences, *m*-sequences).

Pour générer ces codes, on utilise un registre à décalage composé de *m* bascules avec une rétroaction qui réinjecte dans la première bascule la combinaison des états de certaines bascules comme le montre la figure 1.4. Les prises de rétroaction sont choisies selon un polynôme primitif, le tableau 1.2 donne quelques exemples de ces polynômes pour différentes tailles du registre. Les séquences générées par ce registre à décalage dépendent de la longueur, des prises de rétroaction et des valeurs initiales de ce registre à décalage.

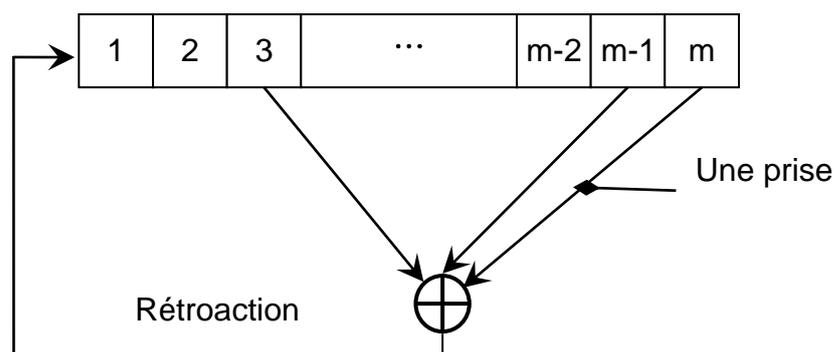


Fig. 1.4. Configuration du générateur de la séquence du code à longueur maximale.

La séquence obtenue par la configuration de la figure 1.4 est périodique avec une période maximale de NT_c avec $N = 2^m - 1$, représente le nombre de chips dans

une période de la séquence PN. Un exemple de cette séquence est illustré sur la figure 1.5. Pour le choix des prises de rétroaction, le tableau ci-dessous montre un exemple de ces prises pour plusieurs tailles du registre à décalage [14].

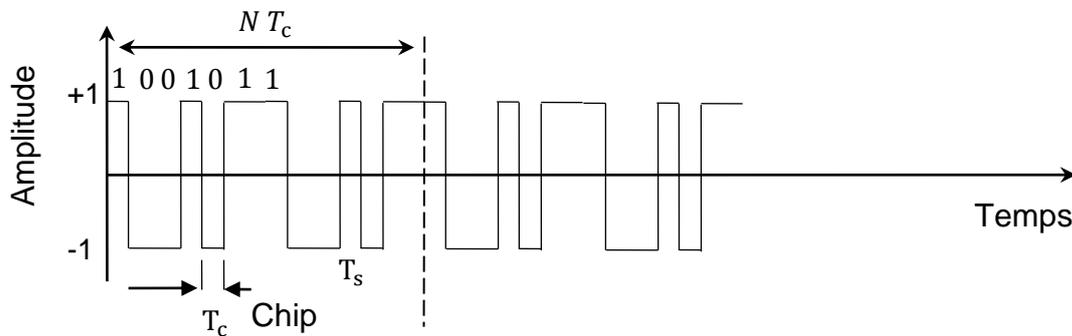


Fig. 1.5. Exemple d'une m -séquence.

m	Prises de rétroaction
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]
⋮	⋮
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]

Tab. 1.2. Exemple d'une m -séquence.

Les séquences maximales possèdent entre autres les propriétés suivantes [14] :

1. Le registre à décalage va passer par toutes les combinaisons possibles de « 0 »

et de « 1 » sauf la combinaison $[0\ 0\ 0\ \dots\ 0]$ 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 $[1\ 1\ 1\ \dots\ 1]$ risque d'apparaître et c'est également une combinaison de blocage.
3. Ils sont périodiques avec une période de NT_c avec $N = 2^m - 1$.
4. Elles sont équilibrées (balanced), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que de 0 dans une période complète de N éléments binaires. La probabilité que, à un coup d'horloge quelconque, la sortie du registre à décalage soit un 1 ou un 0 s'approche de $1/2$ plus la période N de la séquence est longue :

$$p(0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{N} \right) \quad (1.2)$$

$$p(1) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \quad (1.3)$$

Lorsque $N \rightarrow \infty$, on peut remarquer que $p(1) = p(0) = 1/2$.

5. La propriété la plus importante de ces séquences de codes est leur fonction d'autocorrélation périodique comme le montre la figure 1.6:

$$R_c(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N C_n(k) C_{n-k}(k) = \begin{cases} 1, & k = lN \\ \frac{-1}{N}, & k \neq lN \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots \quad (1.4)$$

$C_n(k)$ est le code d'étalement d'une longueur NT_c , L'équation (1.4) permet donc de démontrer que les séquences maximales sont bel et bien des codes PN et que plus le code est long plus elles ressemblent à un bruit blanc, théoriquement lorsque $N \rightarrow \infty$, la fonction d'autocorrélation devient :

$$R_c(k) = \begin{cases} 1, & k = lN \\ 0, & k \neq lN \end{cases} \quad l = 0, 1, \dots \quad (1.5)$$

6. Certaines séquences peuvent atteindre 30% du Pic de l'autocorrélation, parmi la famille des séquences à longueur maximale, il est possible de trouver des couples de séquences qui ont une faible intercorrélation. Ces couples sont appelés « paires préférées », mais afin d'éviter ce problème, d'autres types de séquences peuvent être utilisées (les codes de Gold).

D'après la figure 1.6, la fonction d'autocorrélation pour une période complète d'une séquence maximale atteint son maximum lorsque les deux versions de la séquence maximale sont synchronisées. On remarque d'après la même figure qu'il est facile de savoir à quel moment le code décalé est synchronisé avec le code de référence. En effet, le pic d'autocorrélation (lorsque les deux versions du code utilisé en émission et généré localement sont synchronisées) est largement supérieur à la valeur de l'autocorrélation pour des décalages par rapport au code de référence et d'autant plus quand le code est très long. Par contre, certaines séquences maximales possèdent des intercorrélations importantes, Il existe aussi des séquences maximales qui ont de faibles intercorrélations, mais il y en aura moins de disponible pour une taille N donnée, car on utilise plus d'un registre à décalage. Le système ne pourra donc pas recevoir un grand nombre d'utilisateurs.

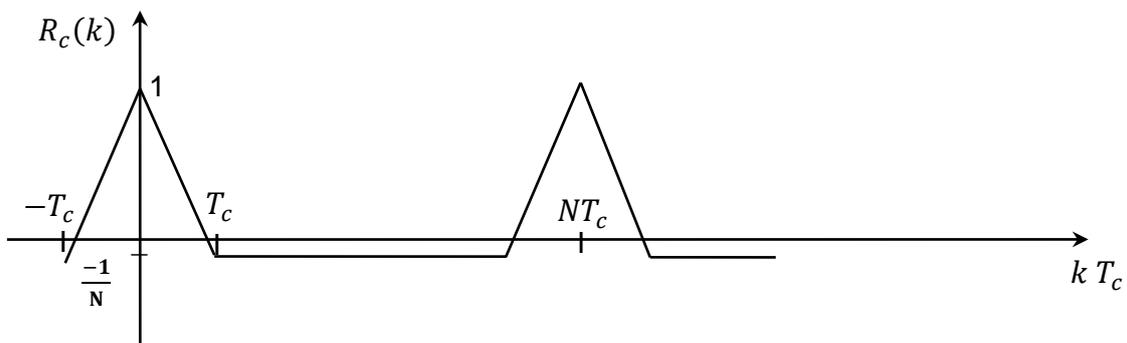


Fig. 1.6. Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.

Les séquences de gold et de kasami

Gold (1967) et Kasami (1968) ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement codes Gold et codes Kasami, qui ne sont pas maximaux et dont les intercorrélations ont des propriétés plus intéressantes que les séquences maximales [15]. La plus grande différence entre ces deux codes réside dans le nombre de codes qui peuvent être générés. Pour cela, on se limitera par la suite à une brève description des codes Gold.

Les codes Gold sont générés à partir de deux séquences maximales obtenues à partir de m bascules, tel que montré sur la figure 1.7. Quoique ces codes soient dérivés de séquences maximales, ils ont des intercorrélations limitées contrairement aux séquences de longueur maximale par contre leurs intercorrélations sont connues

et uniformes. Elles ne peuvent prendre que trois (03) valeurs : $-1/N$, $-t(m)/N$ et $(t(m) - 2)/N$ où :

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1; & m \text{ impair} \\ 2^{(m+2)/2} + 1; & m \text{ pair} \end{cases} \quad (1.6)$$

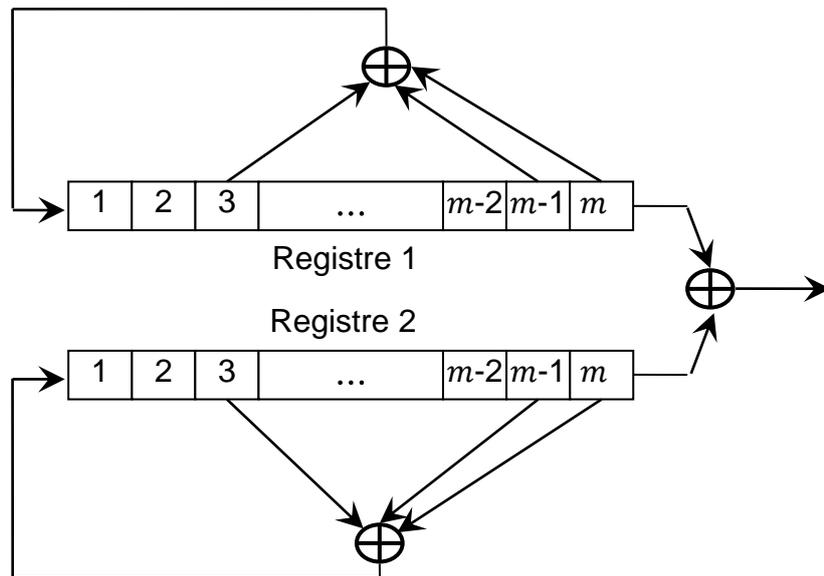


Fig. 1.7. Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.

Nous remarquons que plus les codes utilisés sont longs, plus $t(m)$ est faible donc plus les propriétés des codes Gold sont intéressantes. Ces valeurs sont beaucoup plus faibles que leur équivalent pour des séquences maximales ayant la même longueur N . Ce qui rend ces codes Gold et Kasami particulièrement efficaces pour l'acquisition dans le processus de synchronisation.

1.2.5 Avantages et inconvénients du DS-CDMA

Afin de mieux comprendre l'intérêt des systèmes à étalement du spectre on présente ici leurs avantages ainsi que leurs inconvénients [16] :

A) Avantages d'un système DS-CDMA

- L'utilisation d'un code pseudo-aléatoire (PN) augmente la largeur de la bande du signal émis et réduit en contre partie sa densité spectrale de puissance vis-à-vis de celle du bruit ce qui permet à d'autres systèmes d'utiliser la même

bande sans aucune gêne. Ce qui répond donc au besoin de plus en plus élevé de la largeur de bande alors que le spectre est déjà très encombré.

- Une faible probabilité d'interception, car le signal émis est étalé uniformément sur un large spectre et ressemble beaucoup à un bruit blanc. Seuls les utilisateurs connaissant le code utilisé peuvent intercepter la communication. En effet la corrélation avec un code différent que celui utilisé en émission ne peut pas récupérer le signal d'origine. C'est cette propriété intéressante qui a poussé les militaires à utiliser les systèmes de communication à étalement du spectre CDMA durant la deuxième guerre mondiale.
- Une robustesse au brouillage à bande étroite où le signal interférent est étalé sur une bande large comme le montre la figure 1.3 (d) ce qui diminue l'influence du brouillage intentionnel. Il présente aussi une résistance aux dégradations causées par le phénomène de multi-trajets.
- Possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiples, qui permettent à plusieurs utilisateurs disposants chacun d'un code propre d'émettre simultanément sur les mêmes bandes de fréquences (Multiple access capability).
- Aucune synchronisation n'est nécessaire entre les différents utilisateurs.

Malgré ces nombreux avantages suscités, la DS-CDMA présente aussi des inconvénients.

B) Inconvénients d'un Système DS-CDMA

- A cause de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à la bande du signal informationnel.
- Dans un système DS-CDMA, pour effectuer les opérations d'étalement et de désétalement on utilise des codes avec un débit chip très élevé. Cette façon de procéder augmente la complexité de mise en œuvre ce qui exige un support matériel et logiciel plus élaboré que les autres systèmes basés sur TDMA ou FDMA.
- En pratique, il est impossible de générer des codes orthogonaux ce qui donne lieu à une interférence mutuelle entre les différents utilisateurs. Ces interférences sont désignées sous le nom d'interférences d'accès multiples ((Multiple Acces Interference : MAI).

- Un autre inconvénient est l'effet proche-lointain, qui nécessite un mécanisme de contrôle strict de la puissance des signaux émis par les différents mobiles vers la station de base permettant à tous les utilisateurs d'avoir la même puissance à la réception.

Plusieurs techniques sont utilisées pour élargir la bande spectrale d'un signal, parmi ces techniques nous avons étudié dans la partie précédente, les techniques d'étalement de spectre par séquence directe ou par sauts de fréquence. Dans ce qui suit, nous allons présenter brièvement une technique de modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui est une technique utilisée dans de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Vidéo Broadcasting) ou la norme ADSL (Assymetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons Internet à haut débit et dernièrement dans le domaine de la radio cognitive. Cette modulation divise une large bande de fréquences en plusieurs porteuses adjacentes, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral de ces porteuses.

L'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble d'être incontournable pour les futurs standards de communication, où il est question de l'associer à l'accès CDMA et/ou aux systèmes d'antennes intelligentes.

1.3 PRINCIPE DE L'OFDM

Dans le cas d'un canal à trajets multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise sont reçues avec des amplitudes et des retards différents, il en résulte non seulement une fluctuation du niveau du signal mais aussi une interférence entre les symboles adjacents reçus appelée interférence inter-symbole (ISI). Les techniques de modulation classiques sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal. En d'autres termes, la fiabilité de la communication est assurée si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement temporel maximum des retards du canal. Donc un compromis doit être trouvé entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la communication qui dépend de l'ISI. Dans le domaine fréquentiel, cela peut être interpréter comme une fluctuation sélective en fréquence du canal (frequency selective channel) où certaines fréquences sont rehaussées et d'autres atténuées. Les modulations à porteuses multiples apportent une solution intéressante pour combattre le problème

des interférences et à l'optimisation de ce compromis.

Le principe des modulations à porteuses multiples comme l'OFDM repose sur la parallélisation en fréquence de l'information à transmettre. Ainsi, les données à transmettre qui étaient auparavant transmises consécutivement à un débit élevé, vont être émises simultanément sur N sous-canaux fréquentiels orthogonaux à un débit faible. En augmentant le nombre des sous-canaux, la durée du symbole de chaque canal sera élargie par le même facteur N tout en conservant le débit initial de la modulation mono porteuse, d'où la dispersion temporelle du canal devient faible devant la durée du symbole ce qui minimise l'effet de l'ISI.

Du point de vue fréquentiel, le canal devient non sélectif pour chaque canal (spectre localement plat). L'avantage de l'OFDM est qu'elle autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre pour une bande fréquentielle donnée ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter la contrainte d'orthogonalité.

1.3.1 La Modulation QAM

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une modulation d'amplitude sur deux (02) porteuses en quadrature de phases, Cela signifie que l'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information binaire à transmettre.

D'une manière plus commode elle est vue comme une modulation d'amplitude complexe d'une porteuse, pour cela un signal QAM peut être exprimé par [17] :

$$s(t) = (d_i^I + jd_i^Q)e^{j2\pi f_c t} \quad (1.7)$$

où d_i^I et d_i^Q sont les composantes en phase et en quadrature de phase, pour une modulation à M états, elles prennent leurs valeurs à partir des éléments d'une constellation comme suit :

$$d_i^I; d_i^Q = 2i - 1 - \sqrt{M} ; i = 1, \dots, \sqrt{M} \quad (1.8)$$

Une représentation de la constellation de cette modulation pour $M = 16$ est donnée à la figure 1.8. De l'équation (1.7), nous remarquons bien que la modulation numérique est caractérisée par le nombre complexe $d_i^I + jd_i^Q$.

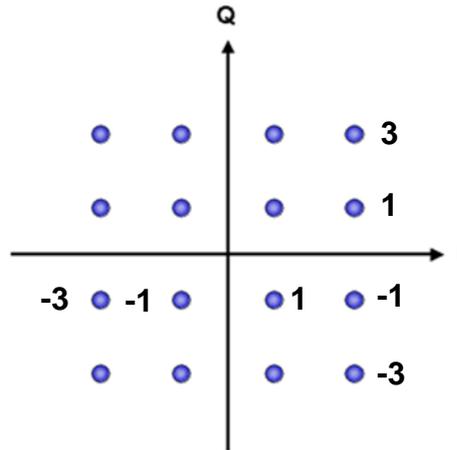


Fig. 1.8. Exemple d'une constellation 16-QAM.

1.3.2 Génération du signal OFDM

Un signal OFDM est obtenu par l'addition de N sous-porteuse de fréquences f_i utilisées pour la transmission en parallèle des N symboles. Ces symboles, notés d_i sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple QAM. L'expression d'un signal OFDM d'une durée T est donnée par :

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi f_i t} \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.9)$$

avec d_i représentent les symboles complexes d'une modulation QAM, N est le nombre des sous-porteuses, T est la durée du symbole et $f_i = f_0 + i/T$ est la fréquence de chaque sous-porteuse. La figure 1.9 résume ces opérations.

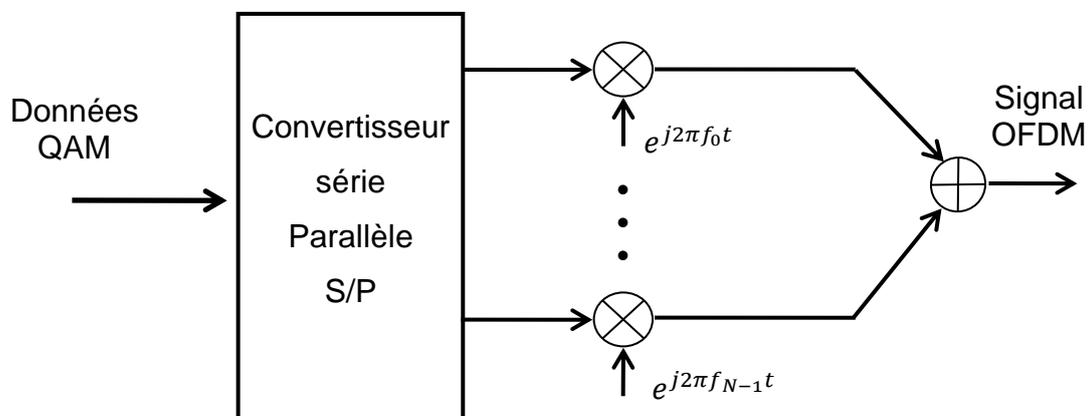


Fig. 1.9. Schéma d'un modulateur OFDM.

Dans le schéma de la figure 1.9, le convertisseur série parallèle sert à transformer le débit initial élevé de la source à des débits faible des données parallèles. Notons aussi que chaque sous-porteuse doit avoir un nombre entier de cycles durant l'intervalle T et les sous-canaux adjacents diffèrent d'un seul cycle, une condition nécessaire pour vérifier la condition d'orthogonalité. Au niveau du récepteur, à partir de l'équation (1.9) la sous-porteuse d'ordre j est démodulée par la fréquence $f_j = f_0 + j/T$ on obtient :

$$s(t) = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi f_j t} \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi f_i t} = d_j \quad (1.10)$$

En observant le résultat obtenu, il est très clair que la démodulation de la $j^{\text{ième}}$ sous-porteuse, donne la donnée recherchée d_j .

Le signal OFDM donnée par (1.9) peut être écrit sous la forme numérique après échantillonnage d'une période de T/N comme suit [18] :

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i e^{j2\pi \frac{in}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1.11)$$

On peut observer que les séquences $s(n), n = 0, \dots, N-1$ d'un symbole OFDM n'est que N fois la transformée de Fourier discrète inverse ($N * IDFT$) des symboles complexes $d_i, i = 0, \dots, N-1$. Donc un symbole OFDM peut être généré en utilisant un algorithme efficace IFFT. Au niveau du récepteur, les symboles d_i sont obtenus par :

$$d_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi \frac{in}{N}} \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (1.12)$$

Donc la démodulation est aussi réalisée en utilisant l'algorithme rapide FFT.

1.3.2 L'intervalle de garde

Pour lutter contre le phénomène de l'interférence entre symboles ISI causé par la présence de trajets multiples, la durée d'un symbole OFDM doit être augmentée par l'introduction d'un « intervalle de garde ». Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être plus grande que le maximum des retards qui apparaissent dans le canal de communication [17]. Pour se faire, au niveau de l'émetteur une copie des derniers échantillons de chaque block OFDM est insérée à

son début en formant ainsi un entête appelé aussi préfixe cyclique (CP). Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission.

1.4 LIMITATIONS DE LA TRANSMISSION ET MODELES DU CANAL RADIO

Les conditions de propagation sont variables et imposent une limitation des performances d'un système de communication, on trouve par exemple le bruit thermique, le phénomène d'évanouissement, le brouillage et l'interférence d'accès multiple, ...etc.

1.4.1 Bruit de fond radioélectrique

La réception sur une antenne d'un signal radioélectrique, se fera toujours en présence d'un bruit blanc "thermique" additif indépendant du signal (pour tout le spectre des fréquences) avec une distribution des amplitudes à peu près Gaussienne. Ce bruit thermique est dû à des fluctuations de courants créés par l'agitation thermique dans tout élément conducteur. *Il impose ainsi une limite fondamentale à tout système d'émission/réception radioélectrique.* D'autres sources peuvent contribuer à ce bruit, on peut citer le bruit thermique dû au rayonnement du sol, le bruit atmosphérique dû aux orages, bruit galactique, soleil, etc. Bref, le modèle à bruit blanc additif Gaussien classiquement utilisé en communications se révèle une bonne approximation dans la majorité des cas, du moins lorsqu'on ne considère que les sources naturelles de bruit, non liées à l'activité de l'homme.

L'addition imposée de ce bruit gaussien au signal utile reçu entraînera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique. Ces erreurs seront importantes lorsque la puissance du bruit intégrée dans la bande du récepteur est non négligeable par rapport à la puissance du signal utile.

1.4.2 Interférences propre au système

Contrairement au bruit qui est le facteur limitatif intrinsèque à toute communication radioélectrique, le phénomène perturbateur d'interférences (générées par le système de communication) n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié au type d'accès multiple utilisé pour le partage des ressources entre les différents utilisateurs mobiles d'une même cellule, en relation avec les caractéristiques du canal de propagation. Pour des canaux idéaux et un système d'accès multiple bien conçu, il ne doit pas y avoir (ou quasiment pas) d'interférences

en réception, par contre avec des canaux réels, l'interférence résiduelle peut dans certains cas rendre la communication indisponible. On distingue deux types d'interférences propres au système de communication cellulaire :

Interférence d'accès multiple (MAI) :

Lorsqu'on s'intéresse au signal de communication d'un utilisateur particulier ("desired user"), MAI désigne l'interférence apportée par les autres signaux actifs (autres utilisateurs ou signaux de contrôle) de la cellule, ou encore par les signaux des autres cellules. Par construction, à part en situation de "handover", l'interférence inter-cellules peut être négligeable [15].

Interférence entre symboles (ISI) :

C'est le premier perturbateur d'une communication numérique. Cette interférence n'est pas due à l'accès multiple, mais seulement au signal propre de l'utilisateur d'intérêt, lorsque le canal de propagation amène un étalement temporel non négligeable devant le temps symbole. On ne peut plus alors isoler complètement la contribution des différents symboles numériques émis, après traitement de base en réception [17].

1.4.3 Interférences externe au système (brouilleurs)

Théoriquement, il ne devrait pas y avoir de perturbateurs radioélectriques d'origine externe au système puisque ce dernier opère dans une bande de fréquence réservée et que les rayonnements parasites des dispositifs industriels sont règlementés par des normes de plus en plus sévères. Nous ne prendrons pas en compte ce type d'interférences, conscients cependant que l'absence de brouilleurs est illusoire étant donné la multitude des lieux où va pouvoir opérer le terminal mobile et la pollution radioélectrique croissante. Néanmoins, la plupart des brouilleurs parasites sont de type à bande-étroite et affecteront très peu un système DS-SS basé sur l'étalement de spectre, comme nous l'avons vu dans la section 1.2.2.

1.4.4 Caractéristiques du canal radio

Le canal de communication est le support physique de propagation qui utilise des ondes électromagnétiques autour d'une fréquence porteuse. Nous considérons par défaut la liaison descendante ; c.à.d. de la station de base vers le mobile. Les conditions de propagation dépendent de l'environnement [19] et sont très variables

avec le temps, l'espace et la fréquence. Plusieurs mécanismes physiques de base peuvent se produire au niveau du canal de communication, on peut citer :

- **Les réflexions** : sur des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde, comme par exemple les bâtiments ou les murs,
- **La diffraction** : lorsqu'un obstacle épais, de grande dimension par rapport à la longueur d'onde, obstrue la visibilité radioélectrique directe entre l'émetteur et le récepteur générant des sources secondaires se propageant derrière l'obstacle ("shadowing"),
- **La diffusion ("scattering")** : sur de larges surfaces rugueuses, des feuillages ou des objets dont l'épaisseur est inférieure ou égale à longueur d'onde (lampadaires, feux de circulation, etc.).

Dans un cas idéal, en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, le milieu de propagation en général est loin d'être idéal car il est composé d'un certain nombre d'obstacles perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet. Donc on a besoin d'un modèle du canal plus élaboré qui permet de prendre en charge les modifications subies par le signal après propagation, ces effets du canal sur le signal reçu sont appelés atténuations ou encore évanouissements qui affectent la puissance du signal. Ces atténuations sont principalement dû à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par la création de nombreux multi-trajets entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. En ce qui concerne les variations spatiales et après analyse du signal reçu en fonction de la distance entre la station de base et le récepteur, on observe une superposition de trois (03) échelles de variations (figure 1.10) [20]:

Atténuation d'espace :

La puissance du signal reçu diminue globalement (en moyenne à très grande échelle) en fonction de la distance d de manière pratiquement prédictible, avec une atténuation en d^n en champ lointain, où n est un réel positif qui dépend de l'environnement. Rappelons que pour une émission isotrope et une propagation théorique en espace libre, l'atténuation d'espace correspondrait à $n = 2$, avec une

atténuation en puissance $L(d) = (4\pi d/\lambda)^2$.

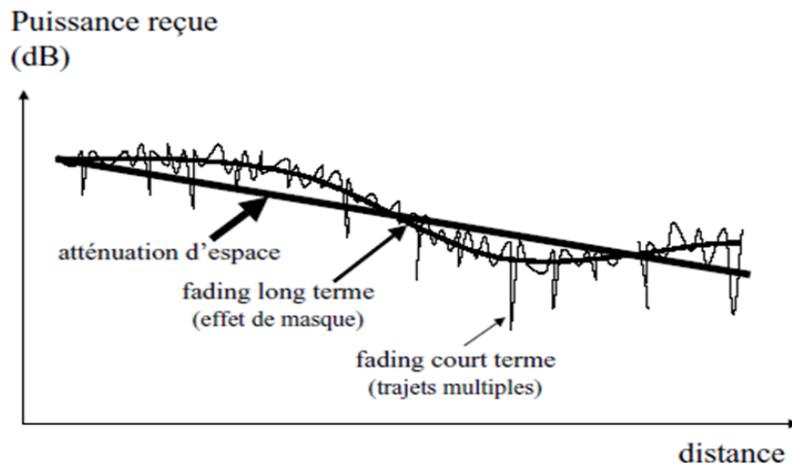


Fig. 1.10. La puissance du signal en fonction de l'éloignement du récepteur [19].

Fluctuations Sur Les Longues Distances

Cette variation *lente* correspond aux effets de masque (shadowing) dûs aux principaux obstacles (immeubles, forêt) ou à la forme du terrain. De nombreux travaux la modélisent comme une variable aléatoire de type log-normale [20] qui vient apporter une certaine incertitude à l'atténuation d'espace. Le phénomène de fluctuation de la puissance reçue au cours du temps prend l'appellation universelle de "fading", un terme anglo-saxon signifiant "évanouissement". L'effet de masque est qualifié comme "fading à long terme", comparativement à la longueur d'onde.

Fluctuations Sur Les Courtes Distances

Cette variation *rapide* "fading à court terme" est due aux trajets multiples générés par les divers réflecteurs et diffuseurs de la liaison radio. En fonction de la distance, les ondes interfèrent de manière constructive ou destructive, et ce à une échelle très courte qui est celle de la longueur d'onde. Ce qui donne lieu au phénomène d'ondes stationnaires engendrées par les trajets multiples, un nœud et un ventre seront espacés de $\lambda/4$. Ainsi, le moindre mouvement du mobile engendrera de très fortes fluctuations de l'enveloppe du signal reçu. Lorsque l'émission est à une fréquence pure, les fluctuations d'enveloppe à court terme sont généralement caractérisées par une loi de Rayleigh dans le cas d'absence du trajet direct, avec des évanouissements quasi-périodiques tous les $\lambda/2$ [19].

Dans la suite, nous ne nous intéresserons plus qu'au troisième phénomène qui

est le seul à introduire des fluctuations mesurables durant l'intervalle de temps correspondant à l'émission d'un paquet de symboles et qui correspond aussi à un faible déplacement du mobile. 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.

L'étalement temporel :

Dans un canal à évanouissement, le signal reçu est composé par une superposition de versions retardés et atténués du signal émis (figure 1.11) qui représente les différentes composantes du signal ayant empruntées des chemins distincts. L'étalement temporel est appelé aussi dispersion des retards (delay spread). Noté T_m il est défini par la différence entre le plus grand et le plus petit des retards, il permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal [16].

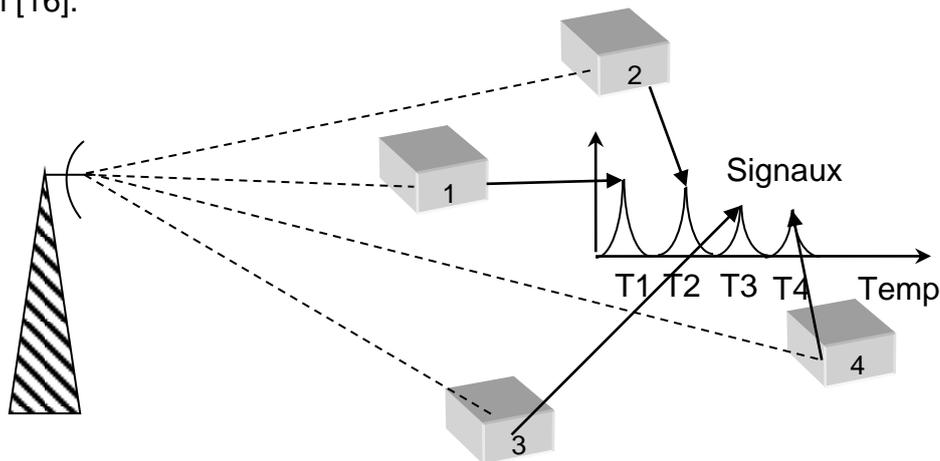


Fig. 1.11. Étalement temporel.

$$\text{delay spread}(T_m) = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{c} \quad (1.13)$$

où c est la vitesse de propagation, donc un canal de propagation peut être modélisé par un filtre linéaire, de réponse impulsionnelle simplement formée à partir des caractéristiques des différents trajets de propagation. Si T_m du canal est supérieur ou égal à la durée du symbole le canal est dit « sélectif en fréquence », s'il est très inférieur à la durée du symbole, le canal est dit « plat en fréquence ».

Le canal à trajets multiples peut aussi être caractérisé par la bande de cohérence B_c . Cette bande de fréquence est la gamme des fréquences sur laquelle

les amplitudes des composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Autrement dit, deux sinusoïdes du signal séparées de plus de B_c seront affectées différemment par le canal. Elle est inversement proportionnelle à l'étalement temporel. En notant par B_s la largeur de bande du signal émis, si $B_s \ll B_c$ toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables et le canal est dit non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, il existe au moins deux composantes fréquentielles subissant des atténuations différentes et le canal est dit sélectif en fréquence [19].

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 de fréquence, appelé effet Doppler proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement. Cette dispersion fréquentielle conduit à une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal. Par analogie on peut définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérente aux trajets multiples. On représente par T_{coh} le temps de cohérence du canal durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement ce temps est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel [19].

1.5 MODELES DU CANAL RADIO

Dans cette partie, nous citons quelques modèles d'un canal radio les plus répondus dans la littérature, nous trouvons :

1.5.1 Le modèle a deux rayons

Pour étudier le phénomène d'évanouissements causé par les trajets multiples, nous considérons le modèle à deux rayons, un modèle simplifié où les signaux de plusieurs réflecteurs sont combinés au niveau du récepteur. Dans la figure 1.12, nous considérons que l'émetteur se trouve à une hauteur de h_t et le récepteur à la hauteur h_r . La longueur du chemin direct est l et la réflexion sur le sol est appelée chemin indirecte. La réflexion au niveau du sol est produite avec un coefficient de réflexion R . Ce coefficient est une grandeur complexe qui dépend de la polarisation. La puissance du signal reçu dans le cas d'une transmission à bande étroite et peut

être exprimée par [21] :

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}e^{j\Delta\phi}}{x+x'} \right|^2 \quad (1.14)$$

où G_l et G_r désignent les produits des gains des antennes G_a, G_b pris dans la direction des rayons directe et G_c, G_d dans la direction indirecte, $\Delta\phi$ la phase du coefficient de réflexion R , P_t la puissance à l'émission et λ est la longueur d'onde.

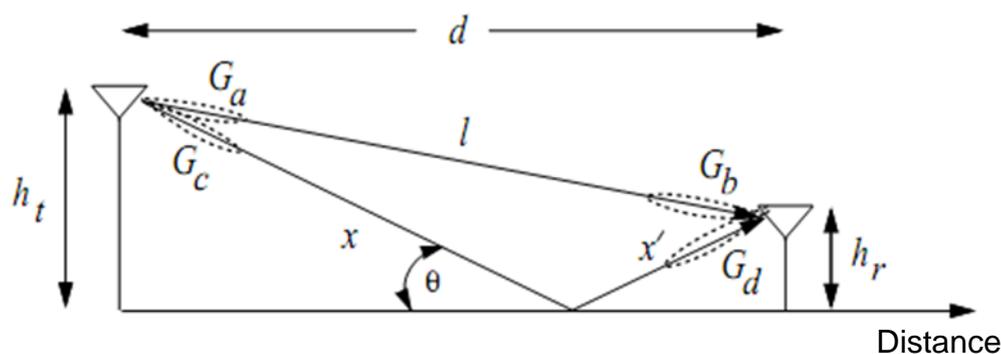


Fig. 1.12. Le modèle à deux rayons.

Le tracé de la puissance reçue en fonction de la distance d pour les deux fréquences 900 MHz correspondant au système NMT900 et 2 GHz correspondant au système 3G sont illustrés sur la figure 1.13, où nous avons considéré que $R = -1$, $h_t = 50m$, $h_r = 2m$, $G_l = G_r = 1$.

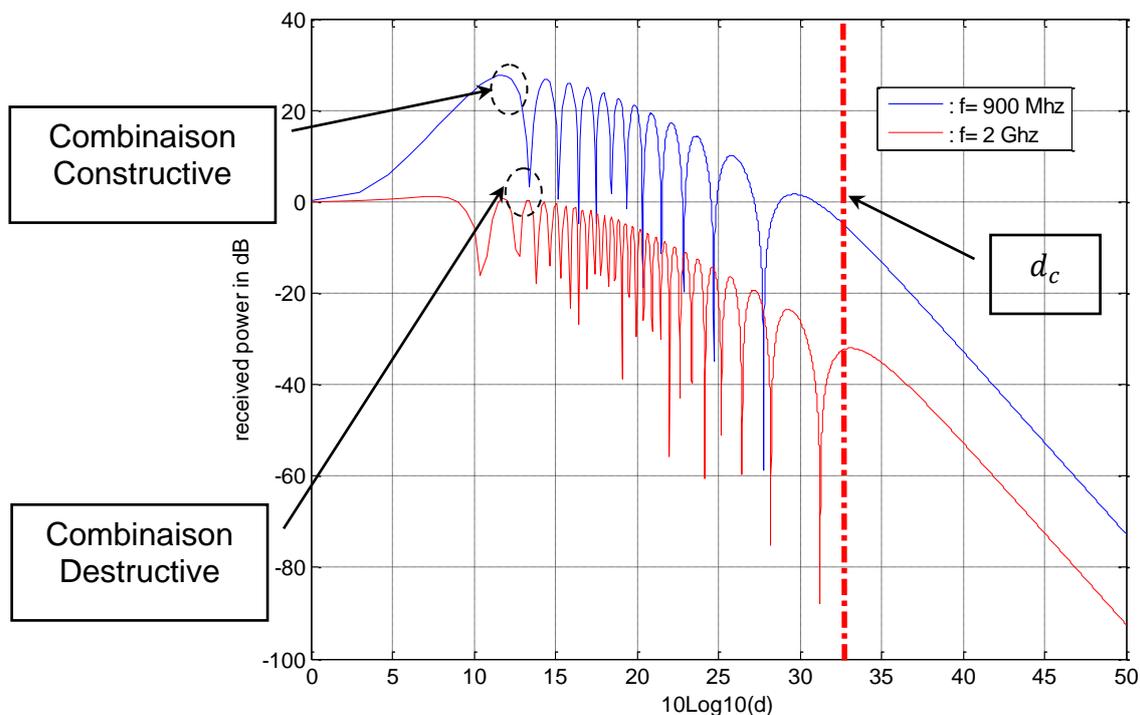


Fig. 1.13. La puissance reçue en fonction de la distance du modèle à deux rayons.

Cette figure montre bien qu'à partir d'une distance $d = h_t$ jusqu'à une distance critique d_c appelée distance critique, nous observons que les deux signaux relatifs aux trajets directe et indirecte respectivement, sont combinés d'une manière *constructive* ou *destructive* ce qui donne comme résultat une succession de neuds et de ventres. Ces maximums et minimum représentent l'évanouissement à petite échelle du canal. Ce modèle à deux rayons est un modèle déterministe simplifié pour montrer le phénomène d'interférence causé par les trajets multiples, mais dans le cas d'un canal réel plusieurs obstacles participent à la création d'une multitudes de trajets. Dans ce cas le modèle déterministe se trouve limité, pour cela on fait appel aux méthodes statistiques pour étudier le comportement du canal radio.

1.5.2 Modèles aléatoires

Les caractéristiques du canal radio changent avec le temps, l'espace et la fréquence, ce qui rend le niveau du signal impévisible à tout moment, cette nature incertaine du canal ne peut être étudié que par les approches stochastiques.

Dans cette partie, nous présentons les modèles d'évanouissement à court terme (fast fading) tels que : Rayleigh et Rice, des modèles pour l'évanouissement à long termes sont aussi présentés [20].

1.5.3 Modèle d'évanouissements rapides (fast-fading)

A) Modèle de Rayleigh (pas de trajet direct, NLOS)

Pour bien comprendre le phénomène d'évanouissements, nous devons examiner la façon avec laquelle les différents signaux arrivent au récepteur. Dans le cas de trajets multiples, l'émetteur utilise une porteuse de fréquence f_0 et le signal reçu est la combinaison des signaux issus des différents trajets, il peut être exprimé comme suit :

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_0 t + \phi_i) \quad (1.15)$$

a_i , ϕ_i représentent l'amplitude et la phase du i^{me} trajet. En termes des composantes en phase et en quadrature de phase, l'équation (1.15) peut être réécrite comme :

$$r(t) = \cos(2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^N a_i \cos(\phi_i) - \sin(2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^N a_i \sin(\phi_i) \quad (1.16)$$

Si on suppose que le nombre N des réflecteurs est important et qu'ils sont distribués de manière aléatoire, nous pouvons supposer que la phase ϕ_i est uniformément distribuée sur l'intervalle $(0, 2\pi)$, l'équation (1.16) devient :

$$r(t) = I \cos(2\pi f_0 t) - Q \sin(2\pi f_0 t) = R \cos(2\pi f_0 t + \emptyset) \quad (1.17)$$

avec :

$$I = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\phi_i) ; Q = \sum_{i=1}^N a_i \sin(\phi_i) \quad (1.18)$$

et

$$R = \sqrt{I^2 + Q^2} ; \quad \emptyset = \tan^{-1}\left(\frac{Q}{I}\right) \quad (1.19)$$

A la limite lorsque $N \rightarrow \infty$, selon le théorème central limite les variables aléatoires I et Q sont des variables Gaussiennes avec une moyenne zéro et un écart type σ . La phase est uniformément distribuée de façon :

$$f(\emptyset) = \frac{1}{2\pi} ; \quad 0 \leq \emptyset \leq 2\pi. \quad (1.20)$$

On peut montrer que l'enveloppe R du signal suit une loi de Rayleigh dont sa densité de probabilité est donnée par [22]:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} ; \quad r \geq 0 \quad (1.21)$$

où σ^2 est la variance des variables Gaussiennes I et Q .

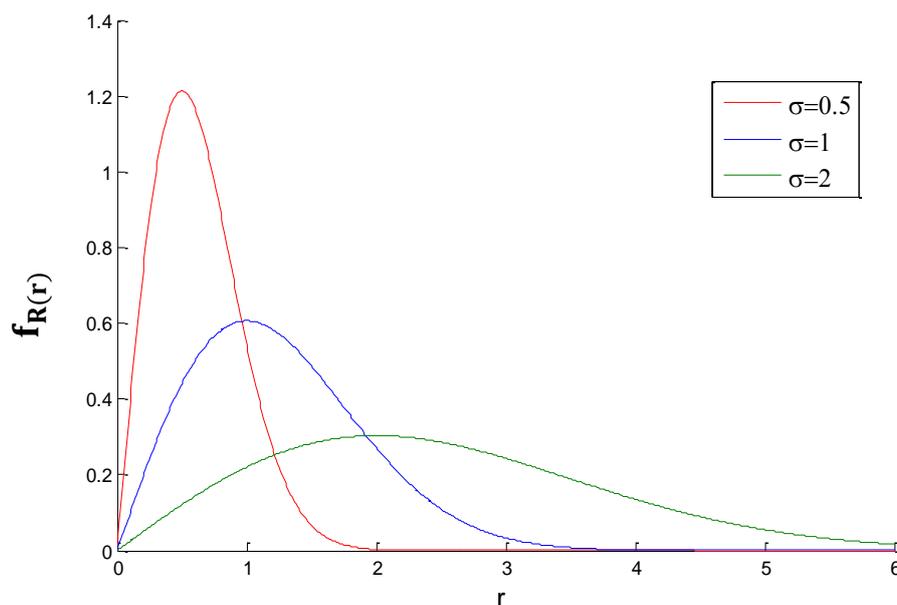


Fig. 1.14. Densité de probabilité de Rayleigh.

Dans la figure 1.14, on montre la densité de probabilité de la variable R qui représente le cas des évanouissement en absence d'un trajet direct. La puissance $P = R^2$ est une variable exponentielle [22], la phase est uniformément distribuée et indépendante de l'amplitude.

B) Modèle de Rice (avec trajet direct, LOS)

Dans le cas de la présence d'un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, représenté par le signal $A \cos(2\pi f_0 t)$ où A est une constante, l'équation (1.17) devient :

$$r(t) = (I + A) \cos(2\pi f_0 t) - Q \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.22)$$

L'amplitude du signal reçu dans ce cas est donnée par :

$$R = \sqrt{(I + A)^2 + Q^2} = \sqrt{(I')^2 + Q^2} \quad (1.23)$$

On peut démontrer, que la variable I' est une variable gaussienne de moyenne égale à A ce qui conduit à une distribution de Rice pour la variable R exprimée par [22]:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad ; r \geq 0 ; A \geq 0 \quad (1.24)$$

$I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce.

La distribution de Rice est aussi caractérisée par un paramètre appelé facteur de Rice $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ qui représente la relation entre la puissance de la composante trajet direct et la composante causée par les réflexions.

Dans le cas où $A = 0$; la densité de Rice se réduit à la densité de probabilité de Rayleigh. Le modèle de Rice est applicable dans le cas de visibilité direct où il y a présence d'un trajet dominant.

Dans les deux modèles probabilistes qu'on vient de décrire, nous avons supposé qu'aucun mouvement n'existe dans le canal, donc la présence de tout mouvement va affecter le comportement du canal radio en changeant la position de l'émetteur ou du récepteur. En plus ces mouvements vont engendrer un effet Doppler avec un décalage de fréquence f_d du contenu fréquentiel du signal reçu.

Dans la figure 1.15 on montre un cas intéressant introduit originalement par Clark [21], où les signaux dûs aux trajets multiples sont générés par N obstacles

uniformément distribués sur un cercle avec un pas angulaire de $\Delta\theta = 2\pi/N$. Dans ce modèle on peut montrer que l'amplitude R du signal peut être donnée par [21]:

$$R = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (1.25)$$

avec

$$I = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_d \cos(\theta_i)t + \phi_i); \quad Q = \sum_{i=1}^N a_i \sin(2\pi f_d \cos(\theta_i)t + \phi_i) \quad (1.26)$$

Les variables θ_i et ϕ_i sont supposées uniformément distribuées sur $[0, 2\pi]$. La variable R suit une loi de Rayleigh.

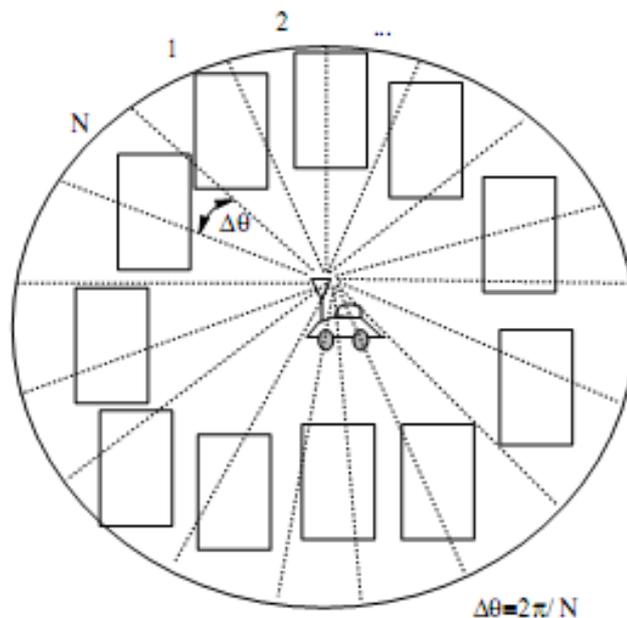


Fig. 1.15. Exemple d'environnement avec N obstacles distribués de façon uniforme.

Nous avons utilisé ce modèle lors des simulations avec les paramètres suivants ($N = 15$, $f_d = 100 \text{ Hz}$), après une estimation des propriétés statistiques des variables générées par ce modèle de Clark [21] et une comparaison au modèle de Rayleigh, nous avons remarqué que les composantes I, Q sont des variables Gaussiennes et que l'amplitude du signal reçu suit pratiquement le modèle théorique de Rayleigh comme le montre la figure 1.16.

1.5.4 Modèle d'évanouissements a long termes (slow-fading)

Dans les systèmes de communication radio, il a été aussi observé que la

puissance moyenne du signal reçu varie d'une position géographique à une autre à cause du phénomène 'effet de masque' (shadowing). Le premier modèle proposé pour la modélisation de ce phénomène été le modèle Log-Normal, mais plusieurs mesures sur des données réelles montre bien que le modèle Gamma peut être utilisé comme un modèle qui prend en charge les problème des évanouissement à long termes [23]. La fonction de densité de probabilité de la puissance moyenne est donnée par :

$$f_Y(y) = \frac{b^{2\nu}}{\Gamma(\nu)} y^{\nu-1} \exp(-b^2 y) \quad ; y \geq 0 \quad (1.27)$$

où b est appelé paramètre d'échelle (scale parameter) et ν est le paramètre de forme (shape parameter).

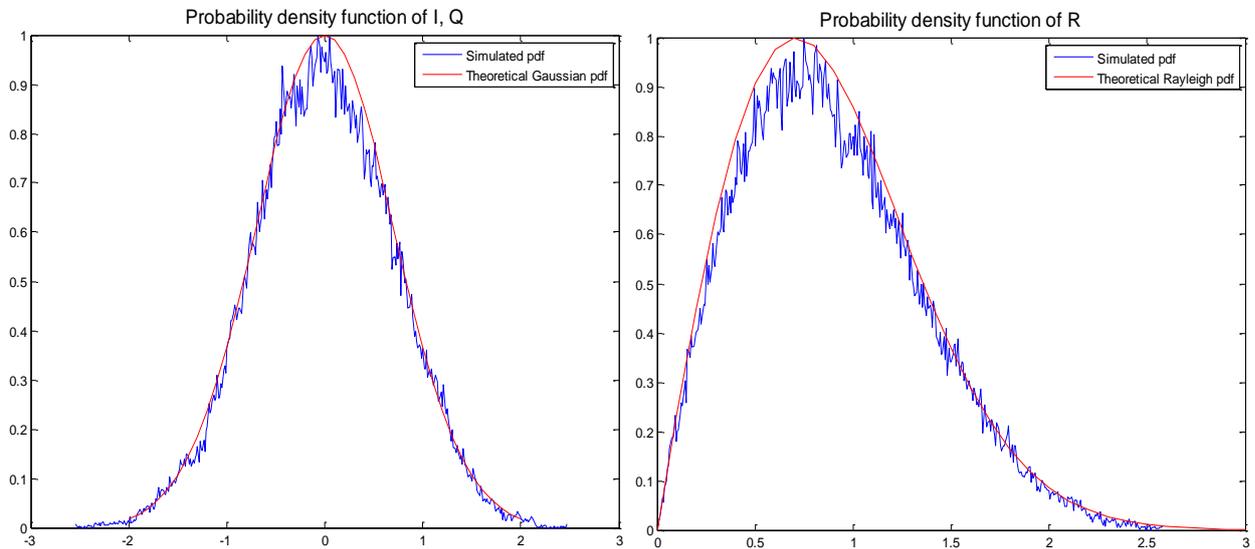


Fig. 1.16. Les densité de probabilité des variables I , Q et R .

1.5.5 Réponse impulsionnelle du canal a trajets multiples

Le canal de communication à trajets multiples peut être modélisé par une ligne à retard d'une longueur finie L qui représente le nombre de répliques du signal émis qui sont atténuées et retardées différemment. La réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ variant dans le temps du canal de propagation est exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j\theta_l(t)} \delta(t - \tau_l) \quad (1.28)$$

Dans cette équation α_l et τ_l 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 à un seuil acceptable.

1.5.6 Représentation complexe en bande de base

Un signal de communication réel peut être vu comme la partie réelle d'un signal à valeurs complexes, ce qui rend utile l'introduction de la notion de l'enveloppe complexe pour représenter les signaux considérés dans nos travaux. Donc des signaux émis ou reçus peuvent s'écrire en fonction de leurs enveloppes comme suit :

$$\begin{aligned} X(t) &= A(t)\cos(w_c t + \theta(t)) = \text{Re}\{A(t)e^{j\theta(t)}e^{j(w_c t)}\} = \text{Re}\{C(t)e^{j(w_c t)}\} \\ &= I(t)\cos(w_c t) - Q(t)\sin(w_c t) \end{aligned} \quad (1.29)$$

Le signal en bande de base est défini donc par les deux composantes en phase et en quadrature de phase $(I(t); Q(t))$, et donc en fonction de l'enveloppe complexe $C(t) = I(t) + jQ(t)$.

Le bruit à l'étage d'entrée du récepteur est un bruit passe-bande $n_{BP}(t)$ avec un spectre uniforme sur toute la bande du canal. Il peut être représenté par le biais de l'enveloppe complexe par $n_b(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$, avec $n_I(t); n_Q(t)$ sont les composantes réelles en phase et en quadrature de phase. Dans le cas d'un canal bruit blanc Gaussien additif (AWGN), ces composantes sont des processus aléatoires Gaussiens décorrélés avec une fonction d'autocorrélation :

$$R_{n_I}(\tau) = R_{n_Q}(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (1.30)$$

1.6 THEORIES DE LA DETECTION

Dans les systèmes de communication, le problème de détection revient à observer un signal reçu noyé dans le bruit et décider sur la présence du signal désiré. Ce problème est vu comme un test des hypothèses binaires [22] où l'hypothèse alternative H_1 représente la présence du signal désiré alors que l'hypothèse nulle H_0 représente l'absence du signal désiré.

1.6.1 Les critères de décisions

La situation décrite dans la section précédente, peut être représentée par une

source à deux sorties possibles appelées hypothèses. L'hypothèse nulle H_0 représente un « 0 » (signal absent) et l'hypothèse alternative H_1 représente un « 1 » (signal présent). Chaque hypothèse correspond à une seule ou plusieurs observations représentées par des variables aléatoires. En se basant sur ces observations, le récepteur décide sur l'hypothèse qui est vraie. Supposant que le récepteur prenne une décision basée sur une seule observation du signal reçu. L'ensemble des valeurs de la variable q sont appelé l'espace d'observation Z [24].

L'espace d'observation est partitionné en deux régions Z_0 et Z_1 de telle façon que si q est dans Z_0 , le récepteur décide en faveur de H_0 , alors que si q est dans Z_1 , le récepteur décide en faveur de H_1 comme indiqué sur la figure 1.17. Les fonctions densité de probabilité de q correspondant à chaque hypothèse sont $f_{Q/H_0}(q/H_0)$ et $f_{Q/H_1}(q/H_1)$, où q une valeur particulière de Q . Dans la section suivante, nous présentons quelques critères de décision ainsi que les conditions de leurs validités.

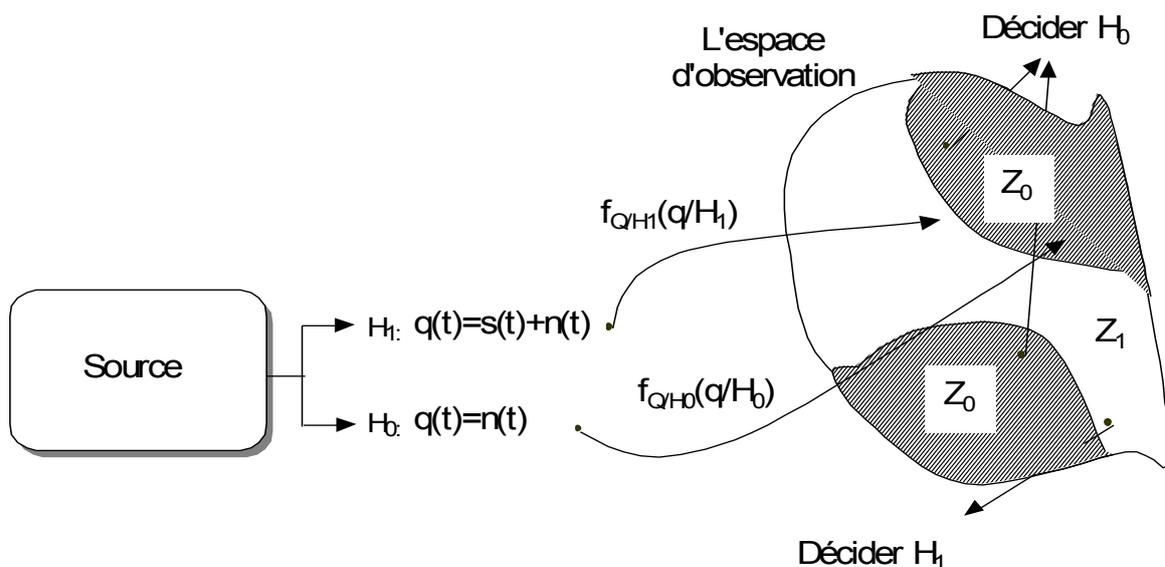


Fig. 1.1. Les Régions de décision.

A) Critère de bayes

Dans cette section, nous allons étudier le problème de test des hypothèses binaires. Pour formuler le critère de Bayes, nous utilisons deux hypothèses. Premièrement, nous supposons que les probabilités des sorties de la source sont connues. Elles sont dites les probabilités à *a priori* $P(H_0) = p_0$ et $P(H_1) = p_1$. La

deuxième hypothèse consiste à attribuer un coût à chaque décision possible. Si nous notons par D_i ; $i = 0,1$ les décisions qui correspondent respectivement aux hypothèses H_0 et H_1 alors C_{ij} ; $i, j = 0,1$, correspond au coût associé à la décision D_i sachant que l'hypothèse H_j est vraie (décider D_i/H_j est vraie).

Le but du critère de Bayes est de déterminer la règle de décision qui minimise le coût moyen $\mathfrak{R} = E(C)$ appelé aussi risque de Bayes [24]. Nous supposons que le coût d'une décision fautive est plus grand que celui d'une décision correcte ; c'est-à-dire :

$$C_{01} > C_{11}$$

et

$$C_{10} > C_{00} \quad (1.31)$$

Soit $P(D_i, H_j)$ la probabilité conjointe de décider D_i sachant l'hypothèse H_j est vraie, le coût moyen est :

$$\mathfrak{R} = E(C) = \sum_{j=0}^1 \sum_{i=0}^1 C_{ij} P(D_i, H_j) \quad (1.32)$$

à partir de la règle de Bayes, nous avons

$$P(D_i, H_j) = P(D_i/H_j)P(H_j) \quad (1.33)$$

Les probabilités $P(D_i/H_j)$; $i, j = 0,1$ en fonction des régions d'observations sont :

$$\begin{aligned} P(D_i/H_j) &= P\{\text{décider } H_i/H_j \text{ est vraie}\} \\ &= \int_{Z_1} f_{Q/H_1}(q/H_1) dq \quad ; i, j = 0,1. \end{aligned} \quad (1.34)$$

Les probabilités $P(D_0/H_1)$, $P(D_1/H_0)$ et $P(D_1/H_1)$ représentent la probabilité de non-détection P_M , la probabilité de fausse alarme P_{fa} et la probabilité de détection P_d , respectivement. Nous pouvons aussi observer que :

$$P_M = (1 - P_D) \quad (1.35)$$

et

$$P(D_0/H_0) = (1 - P_{fa}) \quad (1.36)$$

Le coût moyen devient :

$$\mathfrak{R} = E(C) = C_{00}(1 - P_{fa})P_0 + C_{01}(1 - P_D)P_1 + C_{10}P_{fa}P_0 + C_{11}P_D P_1 \quad (1.37)$$

En fonction des régions de décisions (1.37) peut être formulé comme suit [24] :

$$\mathcal{R} = C_{10}P0 + C_{11}P1 + \int_{Z_0} \{P1(C_{01} - C_{11})f_{Q/H_1}(q/H_1) - P0(C_{10} - C_{00})f_{Q/H_0}(q/H_0)\}dq \quad (1.38)$$

Nous observons que le terme $C_{10}P0 + C_{11}P1$ est constant, à partir de (1.31) les termes $P1(C_{01} - C_{11})f_{Q/H_1}(q/H_1)$ et $P0(C_{10} - C_{00})f_{Q/H_0}(q/H_0)$ sont positifs, le risque \mathcal{R} est minimum si nous choisissons la région de décision $Z0$ où la valeur à intégrer est négative en tout point de $Z0$. La règle de décision résultante est donc :

$$\Lambda(q) = \frac{f_{Q/H_1}(q/H_1)}{f_{Q/H_0}(q/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \frac{P0(C_{10} - C_{00})}{P1(C_{01} - C_{11})} \quad (1.39)$$

où $\Lambda(q)$ est le rapport de vraisemblance et $\eta = \frac{P0(C_{10}-C_{00})}{P1(C_{01}-C_{11})}$ est le seuil de décision.

Ainsi, le critère de Bayes qui minimise le coût moyen se réduit au test du rapport de vraisemblance (LRT, Likelihood Ratio Test) :

$$\Lambda(q) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad (1.40)$$

qui consiste à comparer le rapport LRT à un seuil η . Si nous disposons de K observations du signal reçu, le rapport de vraisemblance peut être exprimé par :

$$\Lambda(\mathbf{q}) = \frac{f_{\mathbf{Q}/H_1}(\mathbf{q}/H_1)}{f_{\mathbf{Q}/H_0}(\mathbf{q}/H_0)} \quad (1.41)$$

avec $\mathbf{q} = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_K]^T$.

B) Critère de Neyman-Pearson (N-P)

Dans la section précédente, nous avons vu que le critère de Bayes exige la connaissance des probabilités à *priori* ainsi que les coûts de décision. Dans plusieurs applications réelles, il est très difficile d'assigner des coûts réalistes et des probabilités à *priori*. Dans ce cas, nous utilisons les deux probabilités P_{fa} et P_D . Le test de Neyman-Pearson suppose que P_{fa} est fixée à une valeur α tandis que la probabilité de détection P_D est maximisée. Puisque $P_M = (1 - P_D)$, donc maximiser P_D revient à minimiser P_M . Pour cela, nous formons la fonction objective J définie par :

$$J(\lambda) = P_M + \lambda (P_{fa} - \alpha) \quad (1.42)$$

où $\lambda; \lambda \geq 0$ est le multiplicateur de Lagrange. En fonction des régions de décision l'équation (1.42) se réduit à :

$$J(\lambda) = \int_{Z_0} f_{Q/H_1}(q/H_1) dq + \lambda \left[\int_{Z_1} f_{Q/H_0}(q/H_0) dq - \alpha \right] \quad (1.43)$$

puisque

$$Z = Z_1 \cup Z_0 \quad (1.44)$$

L'équation (1.43) peut être écrite comme suit :

$$J(\lambda) = \lambda(1 - \alpha) + \int_{Z_0} f_{Q/H_1}(q/H_1) dq - \lambda \int_{Z_0} f_{Q/H_0}(q/H_0) dq \quad (1.45)$$

La minimisation de $J(\lambda)$ conduit à la règle de décision suivante :

$$\Lambda(q) = \frac{f_{Q/H_1}(q/H_1)}{f_{Q/H_0}(q/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda \quad (1.46)$$

avec λ choisie de telle façon à satisfaire la contrainte suivante :

$$P_{fa} = \int_{\lambda}^{\infty} f_{\Lambda/H_0}(\chi/H_0) d\chi \quad (1.47)$$

où $f_{\Lambda/H_0}(\chi/H_0)$ est la densité de probabilité conditionnelle du rapport de vraisemblance.

1.6.2 La détection CFAR

Le détecteur optimum utilisé pour détecter un signal est celui de Neyman-Pearson, qui maximise la probabilité de détection P_d pour une probabilité de fausse alarme P_{fa} donnée, comme nous l'avons vue dans la section précédente. Le détecteur de Neyman-Pearson est la structure efficace du point de vue puissance, alors une stratégie sous-optimale exige plus de puissance pour un signal reçu afin d'atteindre la même probabilité de détection comme le montre la figure 1.18. Donc il est souhaitable d'implémenter des stratégies optimales au sens de Neyman-Pearson. Ce type de détecteur demande la connaissance *à priori* des propriétés statistiques du bruit de fond pour fixer le seuil de décision. En pratique plusieurs sources de brouillage participent à la formation du bruit de fonds (bruit intrinsèque, bruit des autres utilisateurs actifs, brouillage intentionnel, ...etc.) dans un canal de communication comme nous l'avons détaillé précédemment. Donc Ce dernier

n'assure plus une régulation du taux de fausse alarme lorsque la puissance du bruit de fond varie dans le temps. La figure 1.19, montre l'effet de l'utilisation d'un seuil fixe dans un environnement radio variant dans le temps. Il n'existe pas un seuil unique qui permette la détection des deux signaux utiles sans la détection du bruit. Donc l'utilisation d'un seuil fixe calculé a priori conduit à un nombre très élevé de fausses alarmes [25].

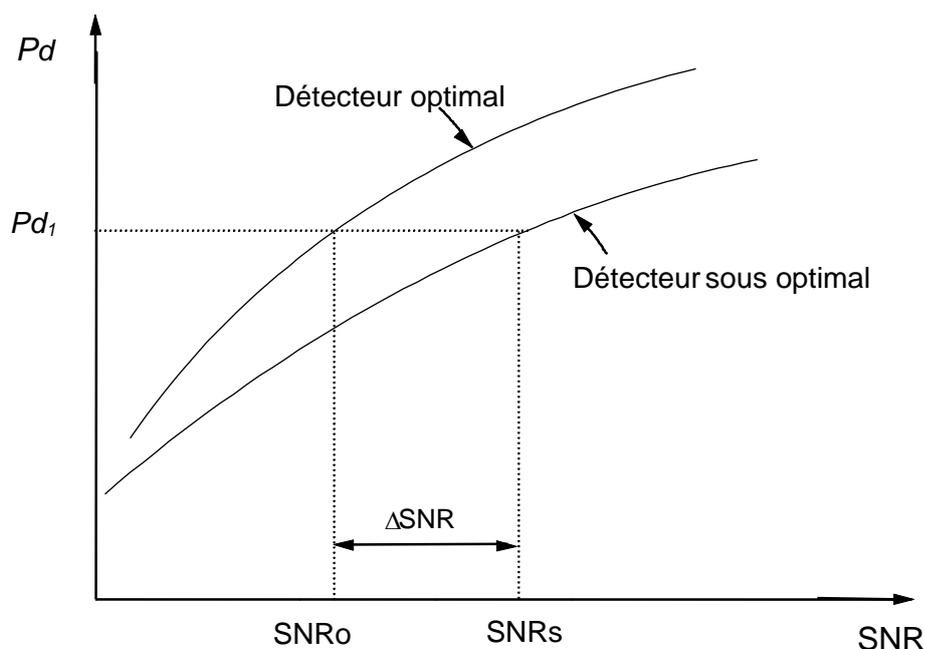


Fig. 1.18. Performances de détection d'une structure sous-optimale par rapport à la structure optimale; $\Delta\text{SNR} \equiv \text{SNR}_s - \text{SNR}_o$.

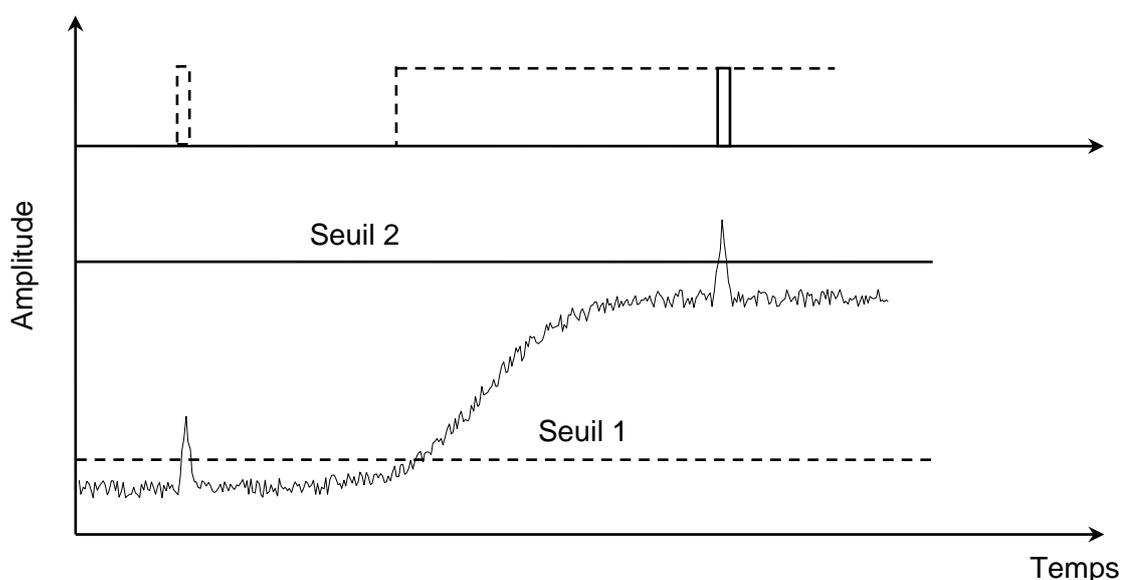


Fig. 1.19. Stratégie de la détection avec un seuil fixe.

A cause de cette grande sensibilité de la P_{fa} aux changements de la puissance du bruit, le détecteur à seuil fixe est de moins en moins utilisé et nous sommes conduits à adopter un seuil adaptatif pour maintenir un taux de fausse alarme constant TFAC, (CFAR, Constant False Alarm Rate). Ce seuil adaptatif théoriquement suit les variations du niveau moyen du bruit comme le montre la figure 1.20. Une approche pour réaliser un seuil adaptatif dans le cas d'un bruit non stationnaire consiste à comparer le contenu de la cellule sous test à un seuil formé à partir de la moyenne des cellules adjacentes. Ce détecteur proposé pour la première fois par Finn et Johnson [25] est appelé Cell-Averaging CFAR (CA-CFAR).

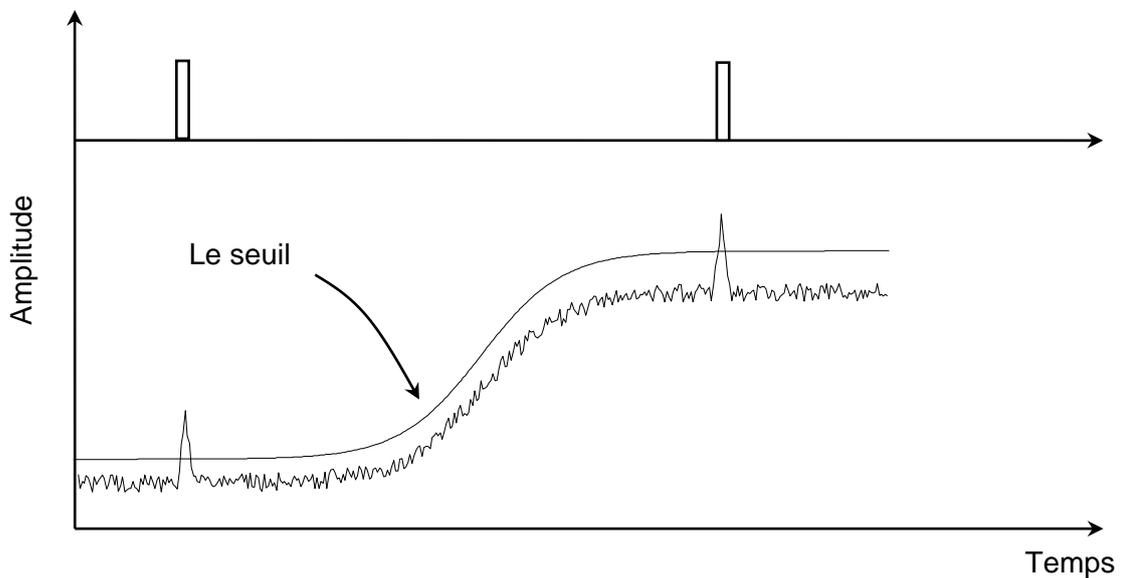


Fig. 1.20. Stratégie de la détection avec un seuil adaptatif.

Beaucoup de processeurs CFAR qui ont été utilisés dans les systèmes radars, trouvent aujourd'hui leurs applications dans les systèmes de communication DS-CDMA pour réaliser l'acquisition des codes PN. En ce qui concerne le problème de la synchronisation des codes PN, un détecteur CFAR peut être utilisé, il se base sur l'observation des données sur une fenêtre d'analyse appelée fenêtre de référence pour déterminer le seuil local de détection comme le montre la figure 1.21. La valeur du seuil adaptatif est actualisée en fonction de l'amplitude des signaux reçus. La figure 1.20 montre le cas d'un détecteur CA-CFAR (cell Averaging CFAR), la constante de seuillage T (threshold multiplier) est calculée de manière à assurer une probabilité de fausse alarme, P_{fa} , désiré. Par la suite, la décision finale est effectuée

par la comparaison de l'échantillon Y de la cellule sous test au seuil adaptatif TZ pour donner une décision binaire ; 1 correspondant à l'hypothèse H_1 (les codes sont alignés) ou 0 correspondant à l'hypothèse H_0 (codes non alignés).

Dans le cas d'un bruit homogène (uniquement bruit thermique) et sous l'hypothèse de l'indépendance des échantillons des différentes cellules et lorsque le nombre des cellules de références est très grand les performances du détecteur CA-CFAR approchent celles de *Neyman-Pearson* (détecteur idéal) où la puissance moyenne du bruit est connue *à priori*. Ceci est le résultat de la consistance de l'estimateur de la puissance du bruit. Cependant, ses performances se dégradent en l'absence de l'hypothèse de l'homogénéité, par exemple en cas de présence de trajets multiples, des pics sont créés au niveau de la fenêtre de référence ce qui conduit à une surestimation du seuil de détection.

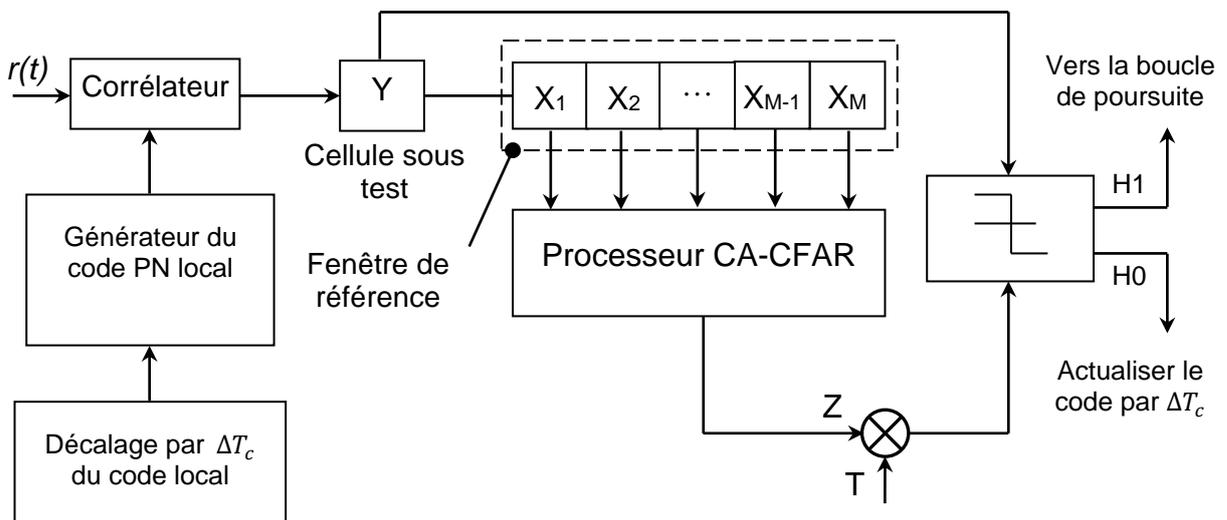


Fig. 1.21. Schéma de principe d'un détecteur CA-CFAR.

1.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques concepts sur les communications par étalement du spectre CDMA, nous nous sommes intéressés particulièrement à l'étalement du spectre par séquence directe en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons aussi présenté les séquences d'étalement PN ainsi que leurs propriétés en montrant que l'alignement de ces codes entre l'émetteur et le récepteur est nécessaire pour la démodulation du signal reçu.

Le signal est véhiculé jusqu'au récepteur à travers le canal radio. Plusieurs

modèles du canal radio ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. Pour pouvoir évaluer les performances des détecteurs que nous avons proposés et que nous avons présentés, il nous a paru intéressant de rappeler les notions de base concernant le principe de la modulation multi-porteuses OFDM, la théorie de la détection et le principe du seuillage adaptatif CFAR.

CHAPITRE 2

ACQUISITION DU CODE PN EN UTILISANT DES ANTENNES INTELLIGENTES ET UN SEUILLAGE ADAPTATIF ODV-CFAR

2.1 INTRODUCTION

Dans un système de communication DS-CDMA, en réception il suffit de multiplier le signal reçu par la séquence PN générée localement pour récupérer le signal d'origine. Il est clair que le récepteur doit être parfaitement synchronisé avec l'émetteur. Pour cela la synchronisation du code s'avère une opération très importante.

Dans ce chapitre, nous rappelons des notions de base de l'acquisition du code PN et le concept de l'acquisition adaptative ainsi que les antennes intelligentes. Un aperçu sur les travaux publiés dans la littérature est présenté pour mettre en évidence l'intérêt de notre contribution, il s'agit d'une nouvelle approche d'acquisition adaptative CFAR basée sur des antennes intelligentes avec la présence des trajets multiples et des interférences d'accès multiples (MAI).

2.2 SYNCHRONISATION DES SYSTEMES DS-CDMA

Dans un système de communication DS-CDMA, pour récupérer le signal d'information émis à partir du signal reçu, le récepteur doit être capable de synchroniser le code contenu dans le signal reçu avec le code généré localement, ce qui signifie que ces deux codes doivent être exactement alignés dans le domaine temporel. Donc la synchronisation des codes est une tâche très importante dans les systèmes CDMA à séquence directe. Elle s'effectue en deux étapes :

- Une synchronisation grossière ou acquisition qui consiste à obtenir une première synchronisation entre le code reçu et le code généré localement avec une précision d'une fraction d'un chip ($\Delta \times T_c$ avec Δ prend généralement les valeurs 1, 0.5 ou 0.25) ;

- Une phase de poursuite qui affine et maintient une synchronisation fine entre le code local et le code reçu.

2.2.1 Synchronisation grossière : acquisition

Le but principal de l'acquisition du code est de réaliser la synchronisation grossière entre les deux codes. Ceci est obtenu en multipliant le signal reçu par des versions décalées dans le temps du code local. Chaque position relative entre les deux codes est appelée «cellule» [26]. Le nombre total des cellules nécessaires pour vérifier l'acquisition est appelé «la région d'incertitude». Cette dernière est divisée en un nombre fini de cellules en utilisant un pas ΔT_c avec Δ qui prend généralement les valeurs 1, 0.5 ou 0.25. Cette région est exploitée par une procédure connue sous le nom d'une stratégie de recherche. Dans cette procédure, chaque cellule associée à une position relative entre les deux codes est testée en utilisant un *détecteur* qui réalise la corrélation du code reçu avec le code généré localement sur une période appelée temps d'intégration ou d'observation. Si la cellule testée correspond à une 'cellule de synchro' le récepteur entame l'opération de poursuite, dans le cas contraire on répète la même procédure pour la cellule suivante jusqu'à l'obtention de la cellule de synchronisation. La position dans laquelle les codes sont en phase (synchronisés) est appelée «cellule $H1$ » et la position pour laquelle les codes sont non synchronisés est appelée «cellule $H0$ ».

2.2.2 Stratégies de recherche du code PN

Plusieurs stratégies de recherche sont utilisées, elles diffèrent en fonction de leurs complexités de mise en œuvre et le temps nécessaire pour le processus d'acquisition, selon la stratégie adoptée on trouve dans la littérature des systèmes d'acquisition séries, parallèles ou hybrides [27] :

- **Recherche série**

La méthode la plus utilisée pour l'acquisition du code PN est basée sur la recherche série, dans cette méthode le circuit d'acquisition fait un cycle pour tester progressivement toutes les cellules une après l'autre (en série) en partant d'une cellule initiale arbitraire jusqu'à la détection de l'alignement comme indiqué sur la figure 2.1. Pour aligner les codes, le circuit d'acquisition décale progressivement le

code local par un pas fixe ΔT_c ($\Delta^{-1}=1, 2, 4$) et teste toutes les phases possibles de manière série jusqu'à la détection d'un alignement de la phase [28].

L'avantage de cette technique de recherche est sa faible complexité par contre on doit choisir un temps d'intégration "dwell time" important pour réduire la probabilité de d'oubli [26]. Ceci résulte en un temps d'acquisition relativement long.

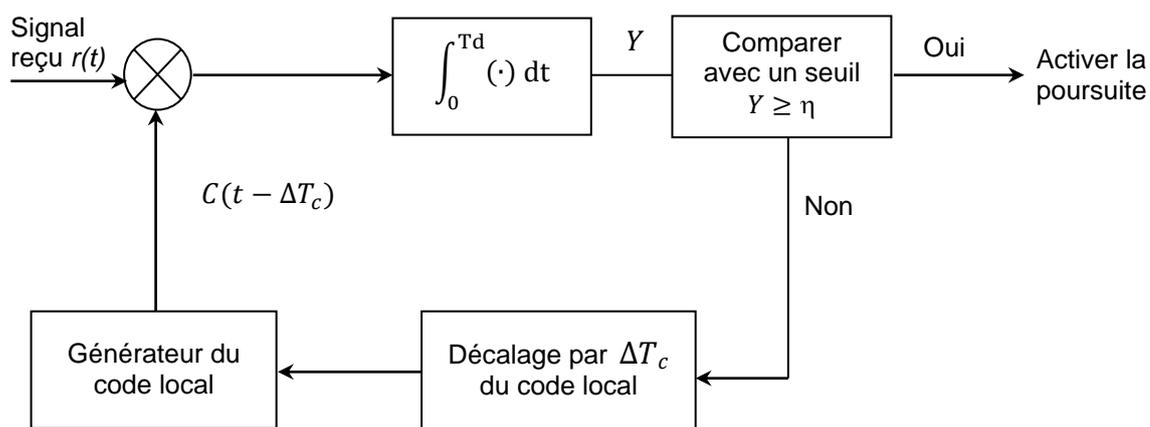


Fig. 2.1. Principe de l'acquisition série.

- **Recherche parallèle**

Contrairement à la recherche série, dans un système d'acquisition parallèle [29], on doit tester toutes les phases possibles simultanément comme le montre la figure 2.2.

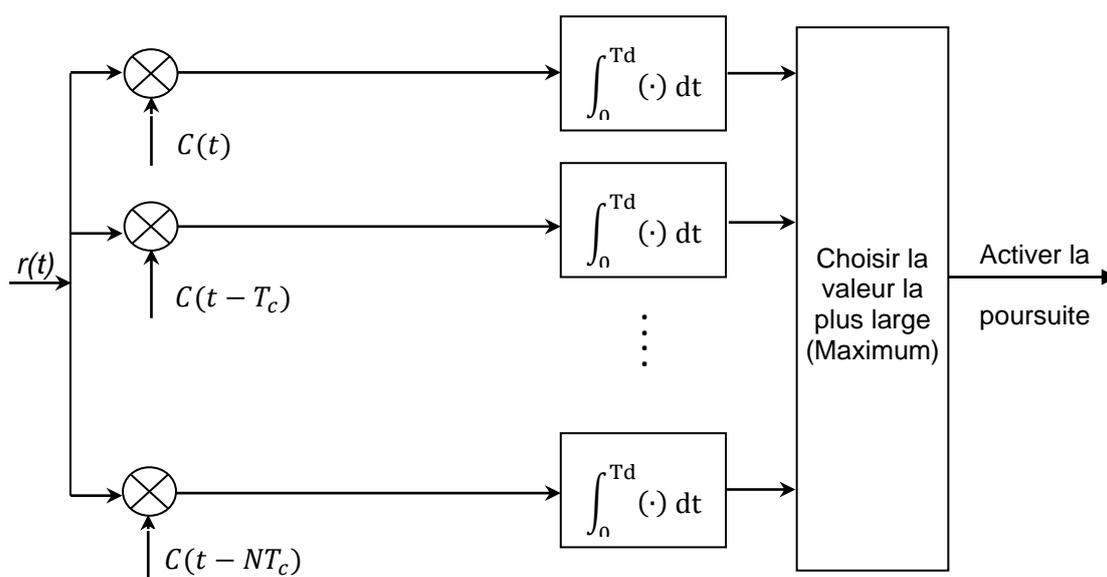


Fig. 2.2. Principe de l'acquisition parallèle.

Par conséquent, ce système peut réduire considérablement le temps d'acquisition du code (acquisition rapide). Mais en contrepartie la complexité du système augmente considérablement surtout dans le cas des codes longs, puisque N détecteurs mis en parallèle sont utilisés.

- **Recherche hybride**

Un bon compromis entre les deux précédentes méthodes est le schéma série-parallèle ou hybride, le système hybride combine la recherche série avec la recherche parallèle pour couvrir toute la région d'incertitude. Il a une structure plus simple que celle du système de recherche parallèle. Le schéma fonctionnel d'un système hybride est illustré dans la figure 2.3. On teste L cellules simultanément, en cas d'absence de synchronisation les L cellules suivantes sont testées jusqu'à l'obtention de la synchronisation.

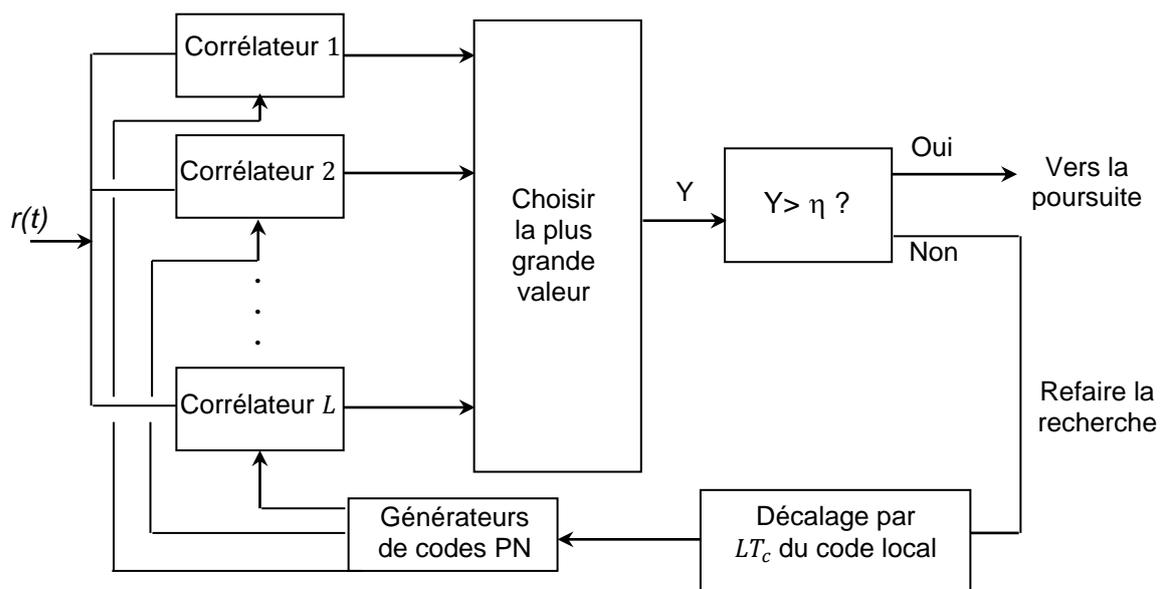


Fig. 2.3. Principe de l'acquisition hybride

2.2.3 La structure du détecteur

Le détecteur joue un rôle fondamental dans la détermination des performances d'un processus d'acquisition. Il permet de détecter, avec un degré de fiabilité élevé, la présence des cellules H_1 (présence de synchronisation) ou des cellules H_0 (absence de synchronisation). Afin de déterminer si une cellule correspond à la position de synchronisation ou non, le signal reçu $r(t)$ contenant le code d'étalement

est corrélée avec une version générée localement du même code avec un retard temporel commandé. La corrélation est calculée sur une période bien déterminée de temps Td appelée temps d'intégration ou temps d'observation égale à la longueur du code. Deux approches sont utilisées, la détection cohérente (coherent detection) et la détection non-cohérente (noncoherent detection). Ces deux types de détecteurs sont représentés sur la figure 2.4 (a et b). Notons que la plupart des travaux présentés dans la littérature utilisent une détection non-cohérente pour traiter le problème de l'acquisition du code [30-32]. Cependant, certaines approches utilisent une détection cohérente [33].

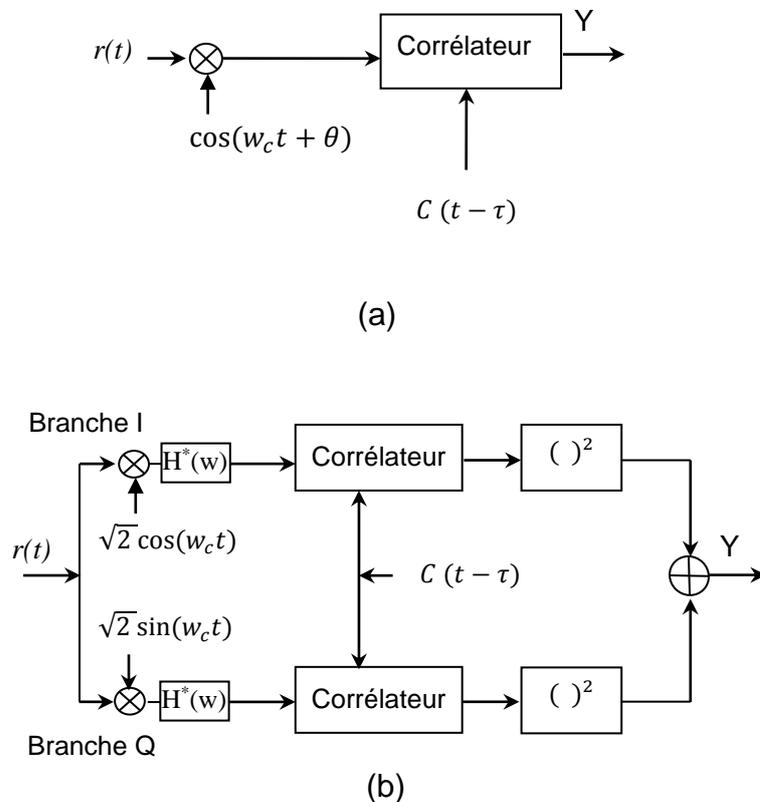


Fig. 2.4. (a) Détecteur cohérent, (b) détecteur I-Q non-cohérent.

Pour une cellule donnée, la sortie du détecteur (la variable de décision Y) est comparée à un seuil η , qui doit être au-dessus du niveau de bruit et en dessous du pic de corrélation lorsque les deux codes sont alignés. Si Y dépasse la valeur du seuil, le détecteur déclare que la cellule sous teste est une cellule H_1 et le récepteur entame la phase de poursuite. Dans le cas contraire la cellule sous teste est déclarée comme une cellule H_0 et le processus d'acquisition se poursuit pour la cellule

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

La prise de décision peut être correcte ou fautive, ceci est dû aux erreurs de détection causées par la présence d'un bruit additif, d'une durée d'intégration limitée et d'un aspect aléatoire des données observées. Des fausses alarmes peuvent se produire lorsque la synchronisation est déclarée incorrectement où une cellule H_0 est déclarée comme une cellule de synchronisation. En plus, des cellules H_1 peuvent être ratées. En conséquence, une fautive alarme conduit à une augmentation du temps d'acquisition, l'opération de poursuite du code sera activée mais le système va vite s'apercevoir qu'il s'agit d'une fautive acquisition pour reprendre la recherche après un certain temps appelé « temps de pénalité » qui représente le temps écoulé dans la boucle de poursuite avant de réactiver le processus d'acquisition. En outre, une non-détection représente une opportunité de synchronisation perdue ce qui augmente le temps d'acquisition.

Sur la base de définitions précédentes, les performances du détecteur seront caractérisées par les deux probabilités, la probabilité de détection $P_d = 1 - P_m = P(Y \geq \eta/H_1)$ où P_m est la probabilité d'oubli de détection (probability of missed detection) et probabilité de fautive alarme $P_{fa} = P(Y \geq \eta/H_0)$. En plus par manque d'informations au niveau du récepteur, il est très difficile de connaître les probabilités à priori $P(H_0)$ et $P(H_1) = 1 - P(H_0)$. Donc, la stratégie de détection optimale qui sera utilisée est basée sur le critère de Neyman-Pearson (NP) qui maximise la probabilité de détection P_d pour une probabilité de fautive alarme donnée [26].

Le seuil de décision influe beaucoup sur les performances d'un système d'acquisition du code PN, dans le cas d'un canal statique la détection de l'alignement s'appuie sur l'utilisation d'un seuil fixe, cette approche classique s'avère très limitée dans le cas d'un canal dynamique où la transmission est perturbée par des interférences d'accès multiples et/ou le phénomène de trajets multiples. Dans ce cas, l'utilisation d'un seuil fixe peut pénaliser le système par un nombre élevé de fautes alarmes conduisant à une perte de temps considérable au niveau du bloc de poursuite ou réduire la probabilité de détection.

2.2.4 Acquisition adaptative du code PN

L'utilisation d'un seuil fixe pour l'acquisition du code PN dans un canal variable dans le temps peut causer une augmentation considérable de la probabilité de fausse alarme (Pfa) [34-37]. Cette technique de détection est donc incapable de s'adapter aux changements qui peuvent apparaître dans l'environnement de propagation radio. Pour surmonter ce problème, des détecteurs à seuil adaptatif sont appliqués pour réaliser l'acquisition des séquences PN, une technique largement utilisée dans les systèmes radar.

Dans un système d'acquisition à seuil adaptatif [34], les sorties du corrélateur (voir figure 2.4 (b)) sont envoyées en série dans un registre à décalage d'une taille $M + 1$ comme le montre la figure 2.5, le premier échantillon noté Y correspond à la cellule sous test et les autres M échantillons correspondent aux cellules de références X_i ($i = 1, 2, \dots, M$) qui mémorisent les sorties du corrélateur pour les M phases précédentes du code généré localement. Avec le processeur CFAR et en utilisant ces cellules de références, une estimation de la puissance moyenne du bruit est formée. La valeur obtenue est multipliée par une constante T appelée multiplicateur du seuil « threshold multiplier » pour calculer le seuil de décision adaptatif, ce facteur multiplicatif est choisie de façon à assurer un taux de fausse alarme constant CFAR « Constant false alarm rate » (c.à.d. une Pfa désirée). Donc le seuil local est actualisé conformément au niveau de la corrélation du signal reçu et du code généré localement dans les cellules de la fenêtre de référence.

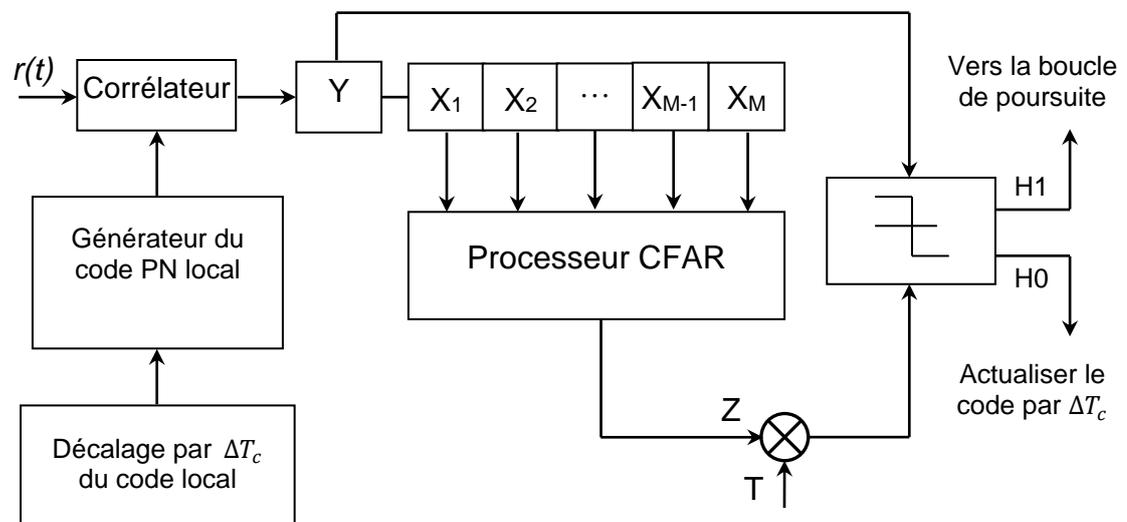


Fig. 2.5. Schéma bloc d'un système d'acquisition à seuil adaptatif.

La décision finale du détecteur dépendra du résultat de la comparaison du niveau de la cellule sous test Y avec le seuil TZ . Si Y dépasse le seuil TZ , la phase en cours d'investigation est supposée être la bonne (cellule H_1) et le code généré localement est synchronisé avec le code reçu. Dans ce cas, le système d'acquisition entame la phase de poursuite du code. Sinon (cellule H_0), la phase relative de la séquence du code, générée localement, est réajustée et le processus d'acquisition est répété de la même manière.

2.3 LES ANTENNES INTELLIGENTES

Dans les systèmes de communication mobiles utilisant des antennes avec un diagramme de rayonnement fixe, la qualité des signaux reçus est sensible aux phénomènes d'évanouissements du canal de propagation causés par les multi-trajets et les interférences des autres utilisateurs (Multiple Access Interferences) ce qui conduit à une réduction de la qualité des communications, à la limitation de la portée des systèmes de communication et à la limitation du nombre des utilisateurs (capacité du système). Pour pallier à la plupart de ces limitations, un système équipé d'une antenne où le diagramme de rayonnement peut être modifié en fonction des besoins de l'environnement peut être utilisée. Cette antenne est communément appelée « antenne intelligente ». Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes équipés d'antennes intelligentes déterminent la position de l'utilisateur d'intérêt et des signaux parasites dans le but d'orienter le lobe principal avec un gain élevé dans la direction de l'utilisateur désiré et de réduire le niveau des lobes secondaires dans la direction des interférences. Selon le niveau d'intelligence, les antennes intelligentes peuvent être classées en trois catégories : les antennes à commutation de faisceaux, les antennes à réseaux déphaseurs et les réseaux d'antennes adaptatifs. Les systèmes à commutation de faisceaux est la technique la plus simple, elle comporte seulement une fonction de commutation de base entre des antennes directives séparées. Par contre les antennes à réseaux déphaseurs incorporent un algorithme d'estimation de la direction d'arrivée du signal reçu afin d'assurer un suivi continue de l'utilisateur d'intérêt en orientant vers sa direction le lobe principal. Par contre les réseaux d'antennes adaptatifs reposent sur un réseau antennes et un processeur de traitement du signal qui attribue un poids de pondération approprié pour chaque élément du réseau en temps réel pour avoir une

superposition constructive des différents signaux et d'adapter ainsi le diagramme de rayonnement dans une direction désirée selon des algorithmes de contrôle prédéfinis [38].

2.3.1 Formation adaptative des voies (adaptive beamforming)

Plusieurs techniques de formation de voies sont utilisées lorsque l'angle d'arrivée de l'émetteur est fixe [38] à savoir des techniques qui maximisent le rapport signal sur interférence (SIR), des techniques basées sur le maximum de vraisemblance (ML), des techniques basées sur la variance minimale (MV), ...etc. Lorsque l'angle d'arrivée du signal désiré change avec le temps, les poids de pondération doivent être actualisés en utilisant un algorithme d'optimisation adaptatif qui recalcule à chaque fois les poids de pondération pour s'adapter d'une manière permanente aux conditions d'un canal variant dans le temps. La figure 2.6 montre la structure d'une antenne intelligente, constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un facteur complexe avant d'être combinées.

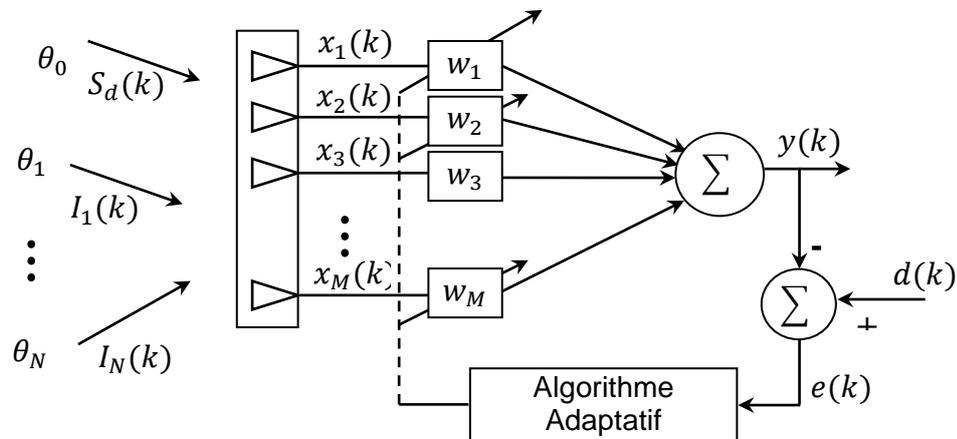


Fig. 3.6. Structure adaptative d'une antenne intelligente.

Un algorithme d'adaptation permet de déterminer les amplitudes et les phases (poids complexes) avec lesquelles sont combinés les signaux reçus sur les différents éléments. $d(k)$ est un signal de référence qui représente le signal désiré ou un signal fortement corrélé avec lui et décorrélé avec les interférences. Plusieurs algorithmes [38] avec différentes complexités existent, ils sont utilisés pour obtenir les

pondérations optimales on peut citer l'algorithme LMS qui minimise l'erreur quadratique moyenne que nous développons par la suite.

2.3.2 L'algorithme LMS

L'algorithme LMS est l'algorithme adaptatif le plus populaire en raison de sa simplicité et sa faible complexité de calcul, les coefficients de pondération w_i ($i = 1, 2, \dots, M$) sont calculés en se basant sur l'algorithme du gradient stochastique.

A chaque nouvelle itération k , l'actualisation des poids est obtenue par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne [38]:

$$E \{ |e(k)|^2 \} = E \{ |d(k) - \mathbf{W}^H(k) \mathbf{x}(k)|^2 \} \quad (2.1)$$

avec $\mathbf{W}(k) = [w_1(k), w_2(k) \cdots w_M(k)]^T$ et $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k) \cdots x_M(k)]^T$

et la mise à jours du vecteur des poids $\mathbf{W}(k)$ est obtenue par :

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu e^*(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.2)$$

où $*$ représente le conjugué, le signal d'erreur est exprimé par :

$$e(k) = d(k) - \mathbf{W}^H(k) \mathbf{x}(k) \quad (2.3)$$

avec $d(k) = M$ et le pas d'adaptation μ nécessaire pour assurer la stabilité de l'algorithme LMS doit satisfaire la condition suivante :

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (2.4)$$

et λ_{max} représente la valeur propre maximale de la fonction d'autocorrélation $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}(k)^H]$. En terme de la puissance totale du vecteur $\underline{\mathbf{x}}(k)$

$$\lambda_{max} \leq \text{trace}(\mathbf{R}_{xx}) \quad (2.5)$$

avec $\text{trace}(\mathbf{R}_{xx}) = \sum_{i=1}^M E(x^2(i))$. La condition de la stabilité devient :

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\text{trace}(\mathbf{R}_{xx})} \quad (2.6)$$

L'algorithme LMS peut être résumé comme suit :

Algorithme LMS

Pour chaque itération k

$$\begin{cases} e(k) = d(k) - \mathbf{W}^H(k) \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu e^*(k) \mathbf{x}(k) \end{cases}$$

2.4 ETAT DE L'ART

Au niveau du récepteur, la démodulation est obtenue après multiplication du signal reçu par un code local aligné avec celui utilisé en émission. La condition de l'alignement des deux codes est primordiale pour que la démodulation soit possible et le signal est converti à son format d'origine. Cette opération d'alignement est connue sous le nom de synchronisation. En général, le processus de synchronisation entre le code d'étalement de l'émetteur et le code local de désétalement est effectué en deux étapes : L'acquisition et la poursuite. La première étape réalise l'alignement grossier entre les deux séquences du code tandis que la deuxième réalise l'alignement fin réduisant l'erreur de synchronisation. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes d'acquisition : les méthodes de recherche série [30-32] [39], les méthodes de recherches parallèles [40,41] et les méthodes de recherche hybrides [42,43]. Dans l'acquisition série, le signal reçu est corrélé avec une réplique du code de l'émetteur généré localement et la valeur de la corrélation est comparée à un seuil pour prendre une décision sur la synchronisation [39]. Le choix du seuil de détection est d'une importance capitale dans la détermination des performances d'un système d'acquisition et qui présente un grand défi. Plusieurs travaux de recherche sur l'acquisition du code PN ont été basés 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 (Pfa) [34-37]. 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 (affaiblissements, évanouissements causés par les multi-trajets, ...etc.).

Des approches prometteuses pour surmonter ce problème sont basées sur un seuil adaptatif où le système d'acquisition utilise une estimation du niveau du bruit pour former un seuil qui s'adapte aux variations de l'environnement et qui assure une probabilité de fausse alarme constante (P_{fa}) [44]. Ce concept de la détection adaptative CFAR est très développé dans la détection automatique des signaux radar [26]. Dans les systèmes de communications traditionnels, une seule antenne est utilisée au niveau du récepteur. Ces systèmes sont très vulnérables aux effets provoqués d'une part par la présence de trajets multiples, où un nombre inconnu de répliques du signal initialement transmis sont reçues. Chacune de ces répliques est caractérisée par une atténuation de puissance et un temps de retard spécifique et d'autre part par la présence des interférences d'accès multiples (MAI) causés par les autres utilisateurs. Puisque dans la pratique les codes PN ne sont pas parfaitement orthogonaux et l'interférence causé par un seul utilisateur est faible, mais lorsque le nombre ou la puissance des utilisateurs augmente l'interférence MAI devient considérable. Dans les systèmes CDMA, les interférences d'accès multiples est un facteur important qui limite les performances et réduit ainsi la capacité du système (nombre des utilisateurs qui partagent le même canal de communication). Cependant l'analyse de l'effet du MAI sur les performances d'un système d'acquisition et les méthodes d'annulation de ces interférences ont fait l'objet de nombreuses recherches sur le CDMA. Plusieurs techniques qui traitent cette problématique ont été développées récemment dans [45,46]. Dans [45] une étude comparative entre des codes (m -sequences) et les codes Gold a été effectuée pour savoir quelle est la séquence d'étalement qui génère une faible interférence MAI et qui sera utilisé dans l'implémentation des systèmes CDMA. Une méthode aveugle de suppression des interférences MAI dans un canal à évanouissements de Rayleigh a été proposée et analysée dans [46].

Une solution possible pour contourner ces défauts est l'utilisation du canal de communication et l'introduction des antennes intelligentes qui dirigent le lobe principal de l'antenne vers un utilisateur d'intérêt (desired user) en réduisant le niveau de puissance des autres utilisateurs (MAI). Donc par cette réduction du niveau d'interférences, les antennes intelligentes peuvent augmenter la capacité du système de communication en exploitant la diversité spatiale [47]. Dans [48,49] les

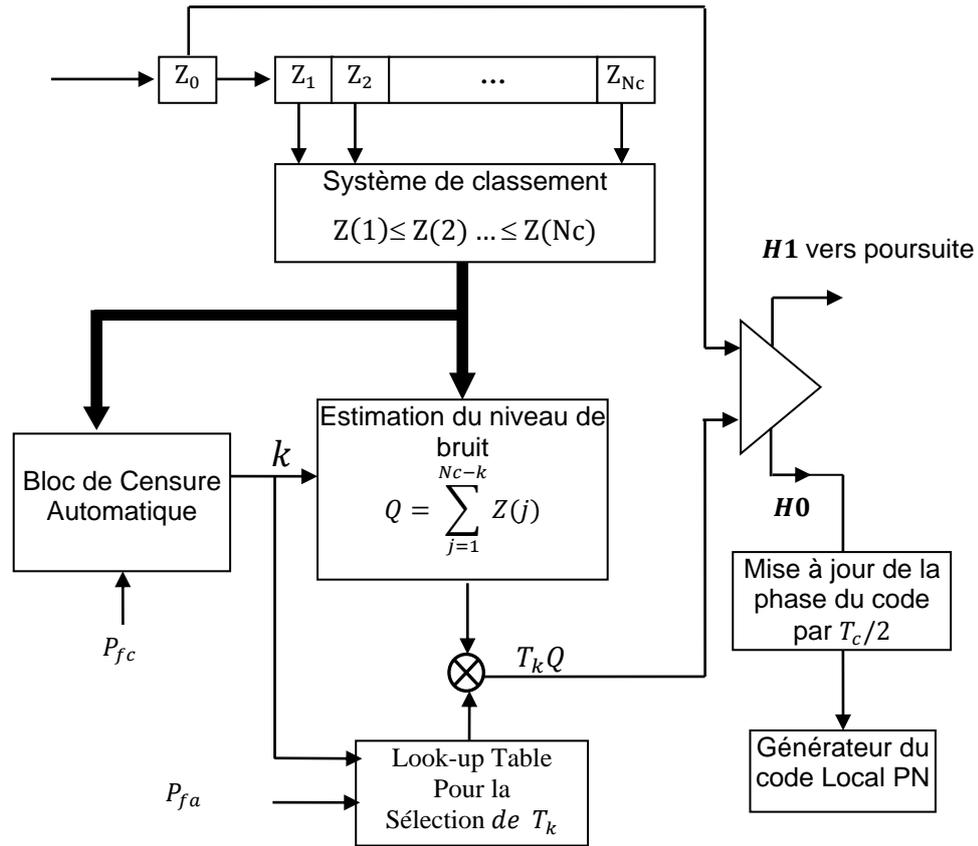


Fig. 2.11. Processeur de censure automatique ODV-CFAR.

Les variables de décision sont envoyées en série dans un registre à décalage de longueur $N_c + 1$. La première cellule notée Z_0 correspond à la cellule sous test. Les N_c cellules restantes Z_i ; ($i = 1, 2, \dots, N_c$) correspondent aux cellules de la fenêtre de référence qui stocke les variables de décision pour les précédentes valeurs de la phase du code PN généré localement. Ensuite, les cellules de référence sont classées par un ordre croissant selon leurs amplitudes pour former la statistique ordonnée suivante :

$$Z(1) \leq Z(2) \cdots \leq Z(N_c) \quad (2.27)$$

L'indice entre parenthèses indique l'ordre, $Z(1)$ et $Z(N_c)$ sont les valeurs minimale et maximale respectivement. Ensuite on procède à la censure des cellules indésirables où le nombre est déterminé par un bloc de censure automatique qui sera détaillé par la suite. Après la censure des cellules indésirables, une estimation du niveau de bruit est formée à partir des cellules qui restent comme suit :

auteurs ont considéré le problème d'acquisition avec des antennes intelligentes, dans cette approche, les sorties des corrélateurs de chaque élément d'antenne sont combinées par un algorithme de formation de voies (digital beamformer).

Les antennes intelligentes attirent l'attention de plusieurs chercheurs ces dernières années et peut être dans le future à cause de leurs capacités d'améliorer les performances de communication. Dans [50], Sofwan et Barkat ont proposé une nouvelle approche basée sur l'utilisation d'un seuillage adaptatif CFAR combiné avec des antennes intelligentes comme une méthode efficace pour améliorer le processus d'acquisition d'un code PN. Ils ont utilisé un processeur « trimmed-mean » TM-CFAR proposé initialement pour des applications radar dans [51] pour le calcul du seuil adaptatif, le même système d'acquisition a été adopté dans [52] pour un canal de type Rayleigh mais en utilisant un processeur Censored Mean Level Detector (CMLD) CFAR [53], l'idée de base réside dans le classement des échantillons selon un ordre croissant d'amplitudes et après la censure des échantillons possédant une plus forte valeur à partir d'un certain rang, les échantillons restants sont combiné pour former une estimation du niveau de bruit. Dans les systèmes d'acquisition susmentionnés le point de censure est fixe, Cependant, ils ne sont robustes que lorsque le nombre exact des interférences est éliminés. Par contre dans des applications pratiques, le nombre de répliques du signal émis 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 des performances de détection [54].

Comme motivation pour surmonter ce problème, nous proposons dans ce qui suit un nouveau système d'acquisition utilisant un algorithme de censure automatique basé sur un indice de variabilité des statistiques ordonnées (ordered data variability index) ODV-CFAR [55], qui ne nécessite aucune connaissance à *priori* sur le nombre d'interférences.

Nous rappelons que ces techniques de censure automatique sont largement utilisées dans la littérature [56-60]. Afin de réduire le temps de calcul nécessaire pour le processus de recherche série 'single-dwell' d'un code PN, les auteurs dans [61] ont proposé un système d'acquisition adaptatif du code PN basé sur un processus de recherche 'double-dwell' en utilisant des antennes intelligentes et une censure automatique des interférences.

2.5 SYSTEME D'ACQUISITION PROPOSE

2.5.1 Description du système et formulation du problème

On considère un système d'acquisition adaptative basé sur la stratégie de la recherche série en présence d'un nombre inconnu de trajets multiples et des interférences d'accès multiples MAI en utilisant des antennes intelligentes. Le schéma bloc du système d'acquisition proposé est montré dans la figure 2.7. Un réseau d'antennes linéaire composé de M éléments avec un espacement d égale à un demi de la longueur d'onde ($d = 0.5\lambda$) avec λ représente la longueur d'onde du signal émis. Les différents éléments de l'antenne sont supposés avoir le même diagramme de rayonnement (même gain dans n'importe quelle direction). Dans ce système d'acquisition nous supposons aussi la présence de D utilisateurs actifs (des utilisateurs qui sont entrain d'émettre des signaux), nous considérons que le premier utilisateur est *l'utilisateur d'intérêt* dont les performance d'acquisition seront évaluées. Un code CDMA unique $C_k(t)$ est attribué à chaque utilisateur pour étaler le spectre des données transmises et les codes PN des différents utilisateurs sont orthogonaux avec des évanouissements indépendants.

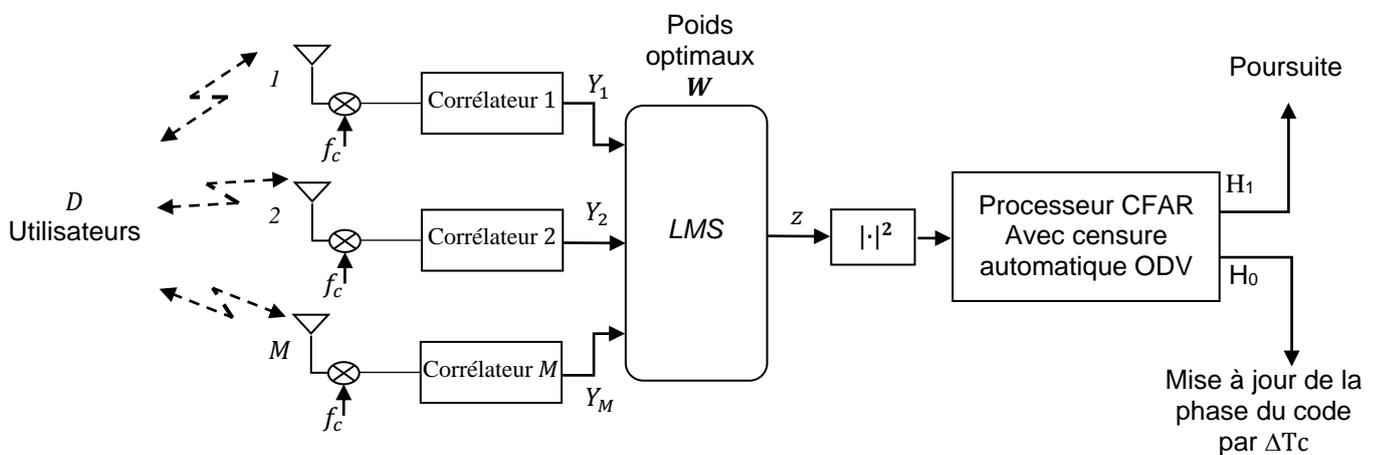


Fig. 2.7. Schéma bloc du système d'acquisition proposé avec antennes intelligentes.

Dans chaque branche Y_m ($m = 1, 2, \dots, M.$) de la figure 2.7, z représente un signal complexe avec des composantes en phase I et en quadrature de phase Q , alors que $\mathbf{W} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ sont les coefficients complexes de pondération (poids) du beamformer, T et $|\cdot|$ sont l'opérateur de transpose et de module respectivement. Le signal reçu est d'abord converti en composantes en phase I et en quadrature de

phase Q en utilisant un filtre adapté à l'impulsion rectangulaire de durée T_c afin d'éliminer la porteuse à la fréquence $2w_c$ comme le montre la figure 2.8. Deux corrélateurs I - Q calculent la corrélation sur une durée d'observation (dwell time interval) $\tau_D = RT_c$ du code PN $C_1(t - \Delta T_c)$ de l'utilisateur d'intérêt généré localement et les signaux reçus. Dans notre cas on prend $\Delta = 0.5$. Le bloc LMS procède au traitement des informations obtenues par le réseau d'antennes pour optimiser les coefficients de pondération W , multiplier les signaux qui arrivent aux éléments de l'antenne avec les poids obtenus et les additionner ensemble (corrélacion spatiale) pour avoir le diagramme de rayonnement désiré. L'optimisation est basée sur la minimisation des contributions des interférences et assurer un gain maximal dans la direction de l'utilisateur désiré. Ensuite, la sortie du LMS passe par un processeur de censure automatique qui utilise un algorithme CFAR basé sur l'indice de variabilité des statistiques ordonnées ODV-CFAR [55]. Le détecteur proposé ne nécessite aucune connaissance *à priori* sur le canal radio et utilise l'indice de variabilité pour rejeter les cellules corrompues et combiner le reste pour former le seuil qui sera utilisé pour décider sur l'acquisition.

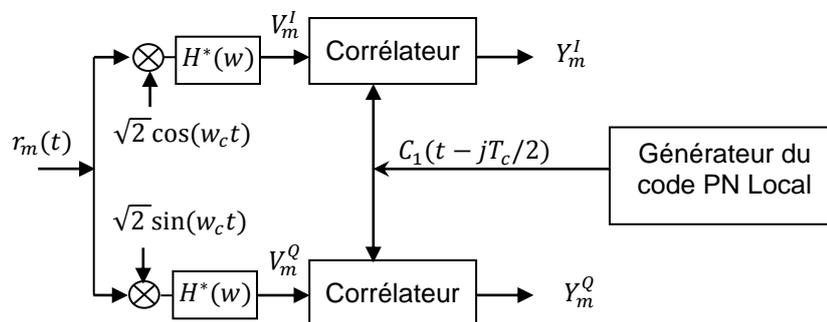


Fig. 2.8. Schéma bloc du corrélateur.

2.5.2 Modèle des signaux transmis et du canal

Au niveau de l'émetteur, le signal sous la forme complexe du $k^{\text{ème}}$ utilisateur peut être exprimé par :

$$S_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t) C_k(t) e^{j(w_c t + \phi_k)} \quad (2.7)$$

où :

- P_k : est la puissance de transmission du $k^{\text{ème}}$ signal,
- $b_k(t)$: est la forme d'onde des données,

- $C_k(t)$: est la séquence d'étalement du $k^{\text{ème}}$ utilisateur,
 w_c : est la fréquence porteuse,
 φ_k : est la phase introduite par le $k^{\text{ème}}$ modulateur.

Supposons que les D utilisateurs sont entrain de transmettre dans le même canal radio, le premier utilisateur est celui concerné par l'acquisition du code PN et les autres utilisateurs se trouvent dans la phase de transmission. Durant la phase d'acquisition, l'émetteur peut aider la synchronisation initiale en envoyant une séquence PN sans modulation, c.à.d. $b_1(t) = 1$.

Chaque signal $S_k(t)$, $k = 1, 2 \dots D$ est envoyé dans un canal de communication supposé à évanouissement de Rayleigh avec trajets multiples. Un modèle largement accepté pour le canal radio mobile [62] consiste en une ligne à retard d'une longueur finie L avec un espacement d'un chip entre deux trajets successifs où L correspond au nombre de trajets multiples présent comme le montre la figure 2.9. Les atténuations α_{kl} , $k = 1, 2 \dots D$ et $l = 0, 1 \dots L - 1$ sont supposés des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribués (I.I.D) qui suivent la loi de Rayleigh, avec une densité de probabilité (PDF) donnée par [62].

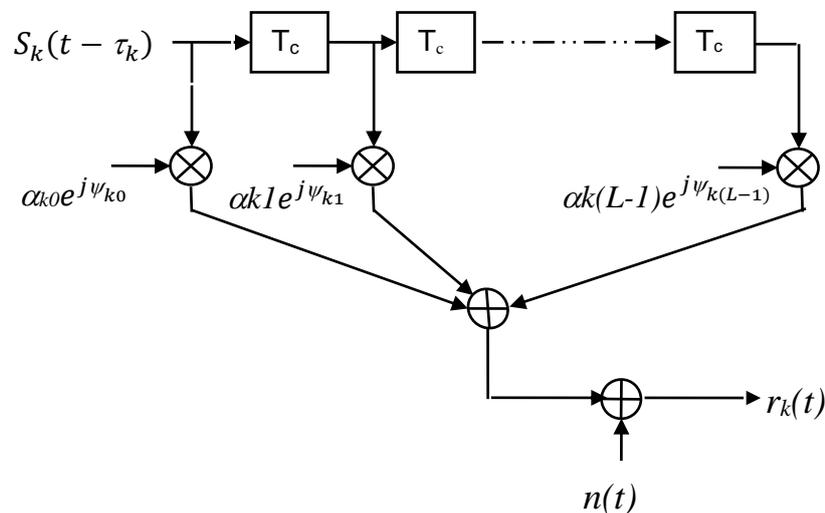


Fig. 2.9. Le modèle ligne à retard du canal radio.

$$f_{\alpha_{kl}}(x) = \frac{2x}{\sigma_f^2} e^{-\frac{x^2}{\sigma_f^2}} \quad ; x \geq 0 \quad (2.8)$$

avec $E(\alpha_{kl}^2) = \sigma_f^2$ est la puissance d'évanouissement et les phases ψ_{kl} sont des variables aléatoires (I.I.D) uniformément distribuées sur l'intervalle $[0, 2\pi)$. En plus on considère que l'évanouissement est suffisamment lent, l'amplitude et la phase des

évanouissements restent alors constantes sur toute la durée d'observation, mais elle peut changer d'une fenêtre d'observation à l'autre. Il est également supposé que la puissance de chaque trajet décroît exponentiellement avec un taux μ et la puissance moyenne d'évanouissement de chaque trajet (puissance totale est normalisée à un) est donnée par [31]:

$$E[\alpha_{kl}^2] = \begin{cases} \frac{1}{L} & ; \mu = 0 \\ \frac{1 - e^{-\mu}}{1 - e^{-\mu L}} e^{-(l-1)\mu} & ; \mu \neq 0; l = 1, 2, \dots, L \end{cases} \quad (2.9)$$

Le signal complexe reçu au niveau de la $m^{\text{ème}}$ branche du réseau d'antennes peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} r_m(t) = & \sqrt{2P_R} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} C_1(t - \tau_1 - lT_c) e^{j(w_c t + \phi_{1l})} e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} \right\} \\ & + \sqrt{2P_I} \left\{ \sum_{k=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} b_k(t - \tau_k - lT_c) C_k(t - \tau_k - lT_c) e^{j(w_c t + \phi_{kl})} e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_k)} \right\} + n_{BPM}(t) \end{aligned} \quad ; m = 1, 2, \dots, M \quad (2.10)$$

P_R est la puissance moyenne de l'utilisateur désiré (objet de la synchronisation), P_I est la puissance moyenne de chaque signal d'interférence, τ_k est le retard associé à une communication asynchrone, $\phi_{kl} = \varphi_k - \psi_{kl} - w_c(\tau_k + lT_c)$ représentent des variables aléatoires (I.I.D) uniformément distribuées sur $[0, 2\pi)$, T_c est la durée du chip, θ_s représente la direction d'arrivée (DOA) de l'utilisateur d'intérêt et θ_k est la direction d'arrivée de l'interférence. Nous considérons que $(D - 1)$ utilisateurs sont engagés dans la transmission des données. Dans l'équation (2.10) le signal reçu est divisé en trois parties, le signal reçu correspondant à l'utilisateur désiré, le signal représentant les interférences d'accès multiples (MAI) des $(D - 1)$ utilisateurs d'interférence et un bruit blanc additif Gaussien (Additive White Gaussian Noise - AWGN) avec une densité spectrale de $N_0/2$.

2.5.3 Statistiques de la sortie des corrélateurs

Dans cette partie, nous dérivons la densité de probabilité (PDF) de la composante en phase I et en quadrature de phase Q à la sortie du corrélateur de chaque des M branches. Les hypothèses suivantes sont considérées [63] :

- (1) Le pas de la recherche série est de $T_c/2$,
- (2) $R \gg 1$ de manière que la corrélation entre la séquence PN reçue et la séquence générée localement est nulle lorsqu'elles ne sont pas alignées,
- (3) L'auto-interférence de l'utilisateur d'intérêt causée par les $(L - 1)$ trajets et les interférences d'accès multiples des $(D - 1)$ autres utilisateurs sont modélisés comme un bruit blanc additif Gaussien (AWGN).

L'expression du signal complexe équivalent en bande de base $V_m(t)$ à l'entrée du corrélateur de la branche m est donnée par [64]:

$$\begin{aligned}
 V_m(t) = & \sqrt{P_R} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{1l} C_1(t - \tau_1 - lT_c) (\cos(\Phi_{1l}) + j \sin(\Phi_{1l})) \right\} e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} \\
 & + \sqrt{P_I} \left\{ \sum_{k=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} b_k(t - \tau_k - lT_c) C_k(t - \tau_k - lT_c) (\cos(\Phi_{kl}) + j \sin(\Phi_{kl})) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_k)} \right\} \\
 & + n_m(t); m = 1, 2, \dots, M \quad (2.11)
 \end{aligned}$$

avec $n_m(t) = n_m^I(t) + j n_m^Q(t)$ est un bruit blanc additif Gaussien (AWGN) complexe d'une moyenne nulle et d'une variance $N_0/2$. Le signal à la sortie du corrélateur est exprimé par :

$$\begin{aligned}
 Y_m = & \underbrace{\left\{ \sum_{l=0}^{L-1} (Y_{D,l}^I + j Y_{D,l}^Q) \right\}}_1 e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_s)} + \underbrace{\left\{ \sum_{k=2}^D \sum_{l=0}^{L-1} (Y_{MAI,k,l}^I + j Y_{MAI,k,l}^Q) e^{-j\pi(m-1)\sin(\theta_k)} \right\}}_2 \\
 & + \underbrace{\{N_m^I + j N_m^Q\}}_3; m = 1, 2, \dots, M. \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

Les composantes en phase et en quadrature de phase de l'auto-interférence (terme 1), des interférences d'accès multiples MAI (terme 2) et du bruit thermique (terme 3) sont considérées comme des variables aléatoires Gaussiennes avec les moyennes et les variances correspondantes données par les équations de (A7) jusqu'à (A13) dans l'annexe A. Ces résultats seront exploités dans la prochaine section pour déterminer la densité de probabilité PDF à la sortie du processeur LMS sous les deux hypothèses d'alignement et de non-alignement des codes.

2.5.4 Antenne intelligente et formation de voies

Dans le système proposé l'antenne intelligente sert à la formation des voies, ceci est obtenu en ajustant les coefficients de chaque élément du réseau d'antennes

de telle façon que les signaux reçus des différents éléments sont en phase pour une direction particulière (direction de l'utilisateur d'intérêt). Ce qui conduit à l'orientation du lobe principale vers l'utilisateur d'intérêt et à la création des zéros dans la direction des interférences. Nous utilisons l'algorithme LMS basé sur une procédure itérative qui apporte des corrections au vecteur des poids $W = [w_1 w_2 \dots w_M]^T$ pour atteindre une erreur quadratique moyenne minimale (MMSE). L'algorithme LMS est connu par sa simplicité et sa facilité d'implémentation [48]. La mise à jour des coefficients est obtenue par :

$$w_m(n+1) = w_m(n) + \mu e^*(n) Y_m(n); m = 1, 2, \dots, M \quad (2.13)$$

avec

$$e(n) = M - \mathbf{W}^H(n)\mathbf{Y}(n) \quad (2.14)$$

et $\mathbf{Y}(n) = [Y_1(n) Y_2(n) \dots Y_M(n)]^T$, on choisit $\mu = 1/M$ pour assurer la convergence du LMS [48]. Lorsque les coefficients optimaux \mathbf{W} sont obtenus, la sortie z est donnée par la corrélation spatiale [49]:

$$z = \mathbf{W}^H \mathbf{Y} \quad (2.15)$$

$\mathbf{Y} = [Y_1 Y_2 \dots Y_M]^T$ sont les sorties des corrélateurs des M branches, l'équation (2.12) peut s'écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{Y} = (Y_D^I + j Y_D^Q) \mathbf{a}(\theta_s) + \sum_{k=2}^D (Y_{MAI,k}^I + j Y_{MAI,k}^Q) \mathbf{a}(\theta_k) + \mathbf{N}^I + j \mathbf{N}^Q \quad (2.16)$$

où

$$Y_D^{I,Q} = \sum_{l=0}^{L-1} (Y_{D,l}^{I,Q}); Y_{MAI,k}^{I,Q} = \sum_{l=0}^{L-1} Y_{MAI,k,l}^{I,Q} \text{ et } \mathbf{N}^{I,Q} = [N_1^{I,Q} N_2^{I,Q} \dots N_M^{I,Q}]^T \quad (2.17)$$

et

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j\pi \sin(\theta)}, \dots, e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta)}]^T \quad (2.18)$$

représente le vecteur directionnel du réseau d'antennes (steering vector).

Les pondérations parfaites sont celles qui combine les différents signaux pour compenser le déphasage crée au niveau de chaque branche, si on considère que l'antenne intelligente peut assurer une poursuite parfaite de l'utilisateur désiré elle doit donc compenser les retards causé par chaque d'antenne, nous obtenons :

$$\mathbf{W} = \mathbf{a}(\theta_s) \quad (2.19)$$

Par substitution de \mathbf{W} dans les équations (2.15) et (2.16) et en utilisant $\mathbf{a}(\theta_s)^H \mathbf{a}(\theta_s) = M$ nous obtenons l'expression suivante de z :

$$z = M (Y_D^I + j Y_D^Q) + \sum_{k=2}^D (Y_{MAI,k}^I + j Y_{MAI,k}^Q) \mathbf{a}(\theta_s)^H \mathbf{a}(\theta_k) + \mathbf{a}(\theta_s)^H (\mathbf{N}^I + j \mathbf{N}^Q) \quad (2.20)$$

avec

$$\mathbf{a}(\theta_s)^H \mathbf{a}(\theta_k) = e^{-j \frac{(M-1)}{2} \psi} \frac{\sin(\frac{M}{2} \psi)}{\sin(\frac{\psi}{2})} = M \times AF_n(\psi) \quad (2.21)$$

$\psi = \pi[\sin(\theta_k) - \sin(\theta_s)]$, et $AF_n(\psi)$ est par définition le facteur normalisé du réseau d'antennes, c'est une fonction qui dépend de la géométrie du réseau. A partir de l'équation (2.21), nous remarquons que le facteur normalisé $|AF_n(\psi)|$ possède une valeur maximale de 1 dans la direction de l'utilisateur d'intérêt, par contre les autres directions (direction des interférences) sont affectées par des valeurs inférieures à un. En conclusion, en orientant le lobe principal de l'antenne vers l'utilisateur désiré, l'antenne intelligente est une alternative pour réduire les interférences des autres utilisateurs (MAI). Par conséquent z devient :

$$z = M (Y_D^I + j Y_D^Q) + M \sum_{k=2}^D (Y_{MAI,k}^I + j Y_{MAI,k}^Q) AF_n(\theta_k) + \mathbf{a}(\theta_s)^H (\mathbf{N}^I + j \mathbf{N}^Q) \quad (2.22)$$

en plus, les composantes du bruit thermique $N_1^{I,Q}, \dots, N_M^{I,Q}$ sont considérées comme indépendantes d'une branche d'antenne à une autre et en exploitant la propriété circulaire des variables aléatoires Gaussiennes complexes (densité de probabilité ne change pas suite à une rotation), la variance de la composante en phase du dernier terme (bruit thermique) dans l'équation (2.22) est obtenue par (voir Annexe A) :

$$E \left(\mathbf{a}(\theta_s)^H \mathbf{N}^I \mathbf{N}^I \mathbf{a}(\theta_s) \right) = M \frac{1}{2R_{Schip}} \quad (2.23)$$

Dans le cas d'alignement des deux codes (hypothèse $H1$), les composantes en phase et en quadrature de phase de z sont des variables aléatoires Gaussiennes avec une moyenne nulle et une variance obtenue en utilisant les équations (A.7), (A8) et (A9) comme suit :

$$E[(z^I)^2] = E[(z^Q)^2] = M^2 \left(\frac{9\sigma_f^2}{32} \right) + M\sigma_0^2 = M\sigma_0^2 (1 + M\nu) \quad (2.24)$$

où

$$\nu = \frac{9\sigma_f^2}{32\sigma_0^2} \quad (2.24a)$$

$$\sigma_f^2 = E(\alpha_{kl}^2) \quad (2.24b)$$

et

$$\sigma_0^2 = M \left(\frac{(L-1)\sigma_f^2}{3R} + \frac{L\beta \sum_{k=2}^D |AF_n(\theta_k)|^2 \sigma_f^2}{3R} \right) + \frac{1}{2R S_{chip}} \quad (2.24c)$$

On doit noter que σ_0^2 est le bruit de fond qui représente la contribution de trois composantes : l'auto-interférence créée par les $(L-1)$ trajets non alignés, l'interférence d'accès multiple (MAI) créée par les autres $(D-1)$ utilisateurs présents dans le canal radio et le bruit thermique généré au niveau de l'antenne. Il est clair que le terme de l'interférence MAI est influencé par la forme du lobe de l'antenne, ces interférences d'accès multiples et l'auto-interférence contribuent à l'augmentation de la puissance du bruit de fond.

Étant donné la nature Gaussienne des variables z^I et z^Q , la densité de probabilité PDF de la variable de décision finale $Z = |z|^2$ peut être exprimée par [26] :

$$f_{Z|H_1}(z|H_1) = \frac{1}{M2\sigma_0^2(1+M\nu)} \exp\left(\frac{-z}{M2\sigma_0^2(1+M\nu)}\right); z \geq 0 \quad (2.25)$$

La densité de probabilité (PDF) de la variable de décision $Z = |z|^2$ sous l'hypothèse H_0 (non-alignement des codes) peut être obtenue de l'équation (2.25) par :

$$f_{Z|H_0}(z|H_0) = \frac{1}{M2\sigma_0^2} \exp\left(\frac{-z}{M2\sigma_0^2}\right); z \geq 0 \quad (2.26)$$

A partir de l'équation (2.25), nous remarquons bien que l'utilisation des antennes intelligentes va améliorer significativement le rapport signal sur bruit (SNR) (peut-être un peu moins que le gain maximum de $10 \log_{10}(M)$ dB [49]) par rapport à une seule antenne.

2.5.5 Processeur de censure automatique ODV-CFAR

Dans la stratégie de recherche série, le processus d'acquisition du code PN des signaux DS-CDMA est considéré comme un problème de test d'hypothèses binaires puisque chaque cellule peut avoir deux états : H_1 représente la phase correcte (codes alignés) et H_0 représente la phase incorrecte (codes non-alignés). En raison de la réception de plusieurs répliques des codes PN transmis dans un canal radio à évanouissements multi-trajets, généralement plusieurs cellules de synchronisation (hypothèse H_1) peuvent se produire où le code reçu et le code généré localement sont alignés ce qui donne naissance à plusieurs cellules de synchronisation dans la fenêtre de référence (sliding window) comme le montre la figure 2.10. Ces cellules de la fenêtre de référence sont utilisées pour l'estimation du niveau de bruit de fond donné par l'équation (2.24c) (qui est la contribution de trois parties : le bruit thermique, l'interférence MAI et l'auto-interférence des trajets non-alignés) [36].

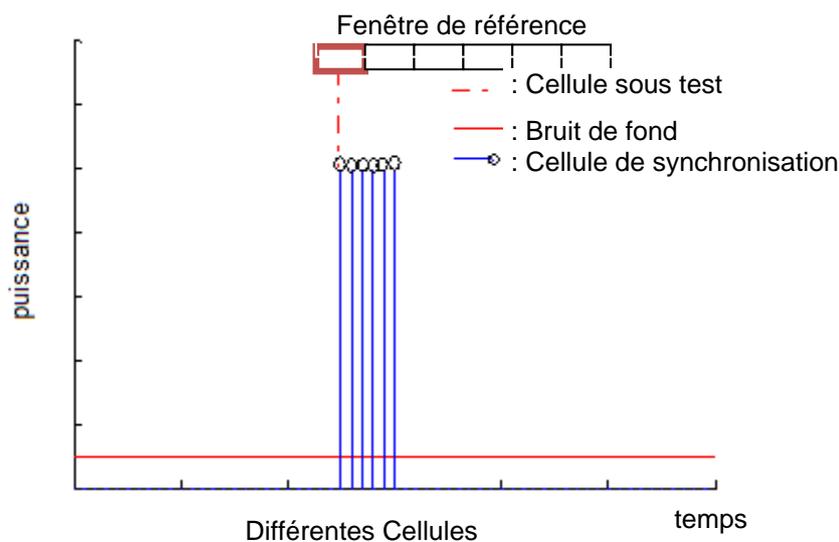


Fig. 2.10. Acquisition PN en présence de cellules corrompues dans la fenêtre de référence causée par les trajets multiples.

Dans le processus de recherche série nous avons utilisé un pas de $T_c/2$, donc chaque trajet peut produire deux cellules de synchronisation (hypothèse H_1). Dans des situations réelles, le nombre des trajets multiple L est non seulement inconnu mais il peut aussi varier dans le temps. Cependant si le nombre exact des cellules corrompues n'est pas correctement sélectionné, les performances du système

peuvent être sévèrement dégradées. Il est connu que les performances du détecteur conventionnel CA-CFAR qui est sous-optimal dans le cas d'un environnement homogène et dont les performances sont identiques au détecteur optimal de Neyman-Pearson lorsque le nombre des cellules de référence est infini sont sérieusement dégradés en présence du phénomène multi-trajets. Pour contourner ce problème, plusieurs techniques CFAR ont été proposées dans la littérature et plus particulièrement les processeurs CFAR basés sur les statistiques ordonnées OS-CFAR se sont montrés très robustes [50-56]. Dans un processeur OS-CFAR, les cellules de référence sont classées selon un ordre croissant de leurs amplitudes. Les cellules de plus fortes valeurs supposées contenir les cellules corrompues (corrupted cells) sont éliminées si leur nombre exact est connu or ce n'est pas le cas dans la pratique. Le processeur CFAR proposé dans [35] utilise le $k^{\text{ème}}$ échantillon ordonné de la fenêtre de référence pour estimer la puissance du bruit de fond. Par contre dans le processeur « censored mean level detector » CMLD-CFAR considéré dans [52,53] un nombre fixe de cellules de poids fort sont censurées et les autres sont utilisées pour calculer le seuil de décision. Le CMLD-CFAR est robuste vis-à-vis des interférences multi-trajets si le nombre des cellules censurées est supérieur ou égale au nombre des trajets multiples présents. Une généralisation des deux processeurs OS-CFAR et CMLD-CFAR connue sous détecteur « trimmed mean » TM-CFAR a été étudié dans [51]. Tous ces détecteurs à statistiques ordonnées avec des points de censure fixe (OS-CFAR, CMLD and TM-CFAR) possèdent de bonnes performances lorsque le nombre des cellules contenant des interférences causées par les multi-trajets sont correctement éliminés. Cependant dans ces systèmes d'acquisition, le nombre des cellules censurées est fixe pour un canal radio donnée, en pratique ce nombre dépend du modèle du canal (paramètre L) non seulement inconnu mais il peut varier avec le temps comme expliqué précédemment.

Pour cette raison nous avons proposé un détecteur CFAR adaptatif qui ne nécessite aucune connaissance a priori sur le nombre des trajets multiples. Il est basé sur l'estimation dynamique du nombre des trajets multiples qui se trouvent dans la fenêtre de référence en utilisant une technique itérative de censure automatique basée sur l'indice de variabilité des statistiques ordonnées (ODV). Donc le processeur ODV-CFAR sélectionne le groupe des cellules de référence qui seront utilisées pour former le seuil de détection, ce qui peut être résumé par la figure 2.11.

$$Q = \sum_{j=1}^{N_c-k} Z(j) \quad (2.28)$$

Où N_c est le nombre de cellules de référence et k le nombre des cellules éliminées par le bloc de censure automatique. Cette estimation est multipliée par une constante T_k sélectionnée de manière à maintenir une probabilité de fausse alarme désirée constante P_{fa} . Implémenté sous forme d'une table, le multiplicateur du seuil est utilisé pour obtenir le seuil adaptatif $T_k Q$. Enfin la cellule de test Z_0 est comparée avec le seuil adaptatif $T_k Q$ pour prendre une décision sur la synchronisation selon la règle suivante :

$$Z_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} T_k Q \quad (2.29)$$

Si Z_0 dépasse le seuil, la phase en cours d'investigation est la bonne phase (cellule H_1) et l'étape de poursuite est entamée sinon (cellule H_0) la phase relative du code PN, générée localement, est réajustée et le processus est répété de la même manière.

2.5.6 Description du bloc de censure automatique

L'algorithme de censure automatique proposé et basé sur l'indice de variabilité [55], c'est une méthode itérative qui estime automatiquement le nombre des cellules à censurer. L'idée de base est de considérer que les p cellules les plus faibles sont identiquement distribuées et constituent une population homogène. Ces dernières sont utilisées dans l'estimation initiale du niveau du bruit (avec $p \geq 12$ [65], c.à.d. au moins la moitié des cellules est homogènes) une fois cette hypothèse est posée on cherche par la suite les cellules ayant la même distribution que la population initiale en formant à chaque fois une nouvelle population homogène. Pour atteindre cet objectif, on opère itérativement cellule par cellule en formant les sous-ensembles ordonnés $E_s(k) = [Z(1), Z(2), \dots, Z(p), Z(N_c - k)]$ avec $(k = 0, \dots, N_c - p - 1)$. Ces sous ensembles $E_s(k)$ sont formés d'une partie fixe (les p premières cellules) et d'une partie variable prise dans l'intervalle $Z(k) \in [Z(p + 1), Z(N_c)]$. Donc à chaque étape k on calcule la statistique ODV qui correspond au paramètre de forme V_k de la

population $E_s(k)$ par [55] :

$$V_k = \frac{\sigma_p + (Z(Nc - k))^2}{(\mu_p + Z(Nc - k))^2} \quad (2.30)$$

où

$$\mu_p = \sum_{i=0}^p Z(i) \text{ et } \sigma_p = \sum_{i=0}^p [Z(i)]^2 \quad (2.31)$$

Ensuite, V_k est comparé à un seuil S_k pour décider si les cellules utilisées sont issues d'une population homogène ou non homogène par le test suivant :

$$V_k \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} S_k \quad (2.32)$$

Si l'hypothèse H_1 dans (2.32) est vrai, donc le sous ensemble $E_s(k) = [Z(1), Z(2), \dots, Z(p), Z(Nc - k)]$ est supposé être non homogène, la statistique ordonnée $Z(Nc - k)$ est rejetée et le test est répété avec k incrémenté par un pour passer à la cellule de rang inférieur. L'algorithme de censure automatique s'arrête dès que le premier test d'homogénéité est obtenu (hypothèse H_0). Ensuite la valeur obtenue de k est utilisée dans le calcul de la statistique donnée par (2.28). A chaque test les seuils correspondants S_k sont déterminés de façon à maintenir un taux de fausse censure constant (Pfc) pour chaque itération. Cette probabilité de fausse censure à l'étape k est définie par :

$$P_{fc} = Prob \{V_k > S_k / [Z(1), \dots, Z(p), Z(Nc - k)] \text{ est homogène}\} \quad (2.33)$$

Puisqu'une expression analytique exacte pour la densité de probabilité PDF de V_k n'existe pas, on fait appel aux techniques de simulation Monte Carlo pour estimer Pfc . La forme séquentielle de l'algorithme ODV peut être résumée comme suit :

Etape 1: poser $k = 0$;

Etape 2: construire la population ordonnée $E_s(k) = [Z(1), Z(2), \dots, Z(p), Z(Nc - k)]$;

Etape 3: calculer le paramètre de forme V_k du sous ensemble $E_s(k)$;

Etape 4: effectuer le test basé sur ODV donné par (2.32);

Etape 5: Si l'hypothèse H_1 est vraie, répéter les étapes 2, 3 et 4 pour les valeurs $k = 1, 2, \dots$ jusqu'à ce que H_0 devient vrai ou $k = N_c - p$;

Etape 6: Lorsque H_0 est vraie, on obtient le nombre des cellules indésirables k .

Le tableau 2.1 montre quelques valeurs du paramètre S_k calculé par les simulations de Monte Carlo. Dans l'implémentation de ces systèmes en pratique, ces valeurs sont stockées généralement dans une table LUT (Look-Up Table).

(N_c, p)	S_k							
	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7
(16,12)	0.356	0.247	0.199	0.173
(24,16)	0.331	0.235	0.190	0.162	0.143	0.131	0.123	0.117

Tab. 2.1. Les seuils utilisés dans l'algorithme ODV pour $P_{fc} = 10^{-2}$ et pour plusieurs tailles N_c de la fenêtre de référence.

2.5.7 Analyse des performances du détecteur ODV-CFAR

Dans le processeur CFAR proposé, le nombre des cellules censurées est obtenu par un bloc de censure automatique et les autres qui restent sont combinées pour former la statistique suivante :

$$Q = \sum_{j=1}^{N_c-k} Z(j) \quad (2.34)$$

Ensuite la cellule de teste Z_0 est comparé au seuil adaptatif $T_k Q$ conformément au teste statistique suivant :

$$Z_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} T_k Q \quad (2.35)$$

La probabilité de fausse alarme P_{fa} correspondant à la probabilité que l'hypothèse H_1 est décidée sachant que H_0 est effectivement vraie est donnée par :

$$P_{fa} = P\{Z_0 > T_k Q / H_0\} = \int_0^{\infty} \int_{T_k Q}^{\infty} f_{Z_0}(Z_0 / H_0) f_Q(q / H_0) dz_0 dq \quad (2.36)$$

En substituant $f_{z_0}(z_0/H_0)$ donnée par (2.26) dans (2.36), l'expression de la P_{fa} devient :

$$P_{fa} = \int_0^{\infty} \exp\left(\frac{-T_k q}{M2\sigma_0^2}\right) f_Q(q/H_0) dq \triangleq \Phi_Q\left(\frac{T_k}{M2\sigma_0^2}\right) \quad (2.37)$$

Où $\Phi_Q(\cdot)$ représente la fonction génératrice des moments de la variable Q . L'équation est utilisée pour déduire une expression de la probabilité de fausse alarme P_{fa} en fonction du multiplicateur T_k . Comme est montré dans l'annexe B, cette dernière est donnée par [66] :

$$P_{fa} = \frac{N_c}{(N_c - k)} \times \left\{ \left[\frac{1}{1 + T_k} - \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{j=0}^{N_c-m-1} \binom{N_c-1}{m} \binom{N_c-m-1}{j} (-1)^j \frac{1}{T_k + m + j + 1} \right] \right\}^{N_c-k} \quad (2.38)$$

Un cas particulier lorsque $k = 0$ (c.à.d. absence de censure) l'expression de la P_{fa} peut être réduite à :

$$P_{fa} = \left[\frac{1}{1 + T_k} \right]^{N_c} \quad (2.39)$$

Comme prévu, cette dernière expression représente la probabilité de fausse alarme d'un processeur CA-CFAR dans le cas d'un environnement homogène et largement utilisée dans la littérature pour calculer le facteur d'échelle T_k .

2.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS

Dans cette section, les performances du système d'acquisition du code adaptatif proposé qui utilise des antennes intelligentes, sont évaluées par le biais de simulations numériques en variant plusieurs paramètres et ses performances sont aussi comparées à d'autres détecteurs comme le CA-CFAR [51] et l'OS-CFAR [35] en considérant plusieurs scénarios. Concernant le processeur OS-CFAR, nous avons considéré dans les simulations que la cellule utilisée pour estimer le seuil de décision est choisi par $k = 0.75 N_c$ [67] et le paramètre p du détecteur OVD-CFAR est fixé à la valeur 16. Durant toutes les simulations, nous avons considéré les hypothèses suivantes :

- Une probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-3}$,

- Les puissances des signaux causés par trajets multiples sont sélectionnées selon un profil à décroissance uniforme donné par (2.9) avec ($\mu = 0$) sauf s'il est mentionné d'avoir d'autres valeurs, dans notre cas la puissance du canal à évanouissement de Rayleigh $\sigma_f = 1/L$,
- La durée de corrélation est fixée pour $R = 128$,
- Les performances sont analysées pour un canal à évanouissement lent et qui suit une distribution Rayleigh.

Dans un premier lieu et comme premier scénario, nous commençons par l'examen des capacités du processeur ODV-CFAR dans l'estimation du niveau de bruit de fond qui est exploité pour fixer le seuil adaptatif. Dans la figure 2.12, nous montrons la probabilité de détection P_d en fonction du $SNR/chip$ du détecteur proposé ODV-CFAR et du détecteur OS-CFAR dans le cas d'absence des interférences (un canal non dispersif). Le détecteur optimal de Neyman-Pearson (N-P) est aussi montré pour des raisons de comparaison.

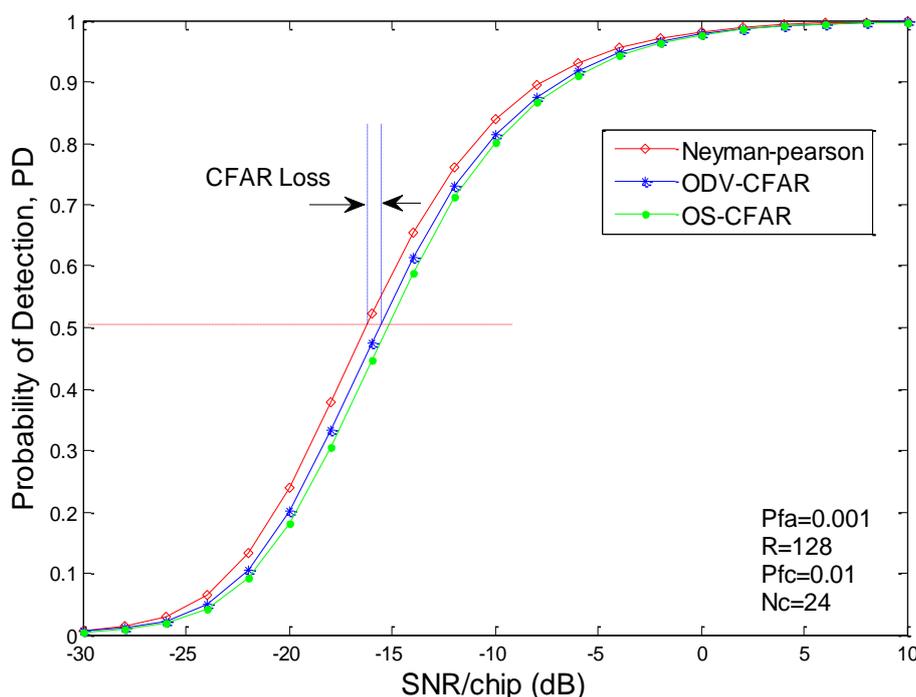


Fig. 2.12. Probabilité de détection des différents détecteurs (détecteur optimal de N-P, ODV-CFAR et OS-CFAR) dans un environnement radio homogène ; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $M = 3$.

Nous constatons que dans le cas où le nombre d'antennes $M = 3$ et en absence des interférences, les deux détecteurs possèdent pratiquement les mêmes

performances qui restent aussi proches à celles du détecteur optimal de Neyman-Pearson. Nous observons que le détecteur proposé surpasse légèrement les performances du détecteur OS-CFAR et proche aux performances du détecteur optimale de N-P. Ce résultat montre bien que dans le cas d'absence d'interférences, le système proposé se réduit au processeur CA-CFAR (Cell Averaging-Constant False Alarm Rate) qui est très connu d'être le processeur le plus approprié dans un environnement radio homogène.

Nous avons considéré dans un deuxième scénario que le nombre d'antennes utilisées est de $M = 3$. Pour illustrer l'effet du paramètre μ caractérisant le profil du canal sur les performances du système proposé, nous montrons dans la figure 2.13 la probabilité de détection du système proposé ODV-CFAR et celle du processeur CA-CFAR avec la présence d'une seule interférence dans la fenêtre de référence ($r = 1$). A partir de ces courbes, nous constatons une nette dégradation des performances du CA-CFAR avec la décroissance de la valeur du paramètre μ .

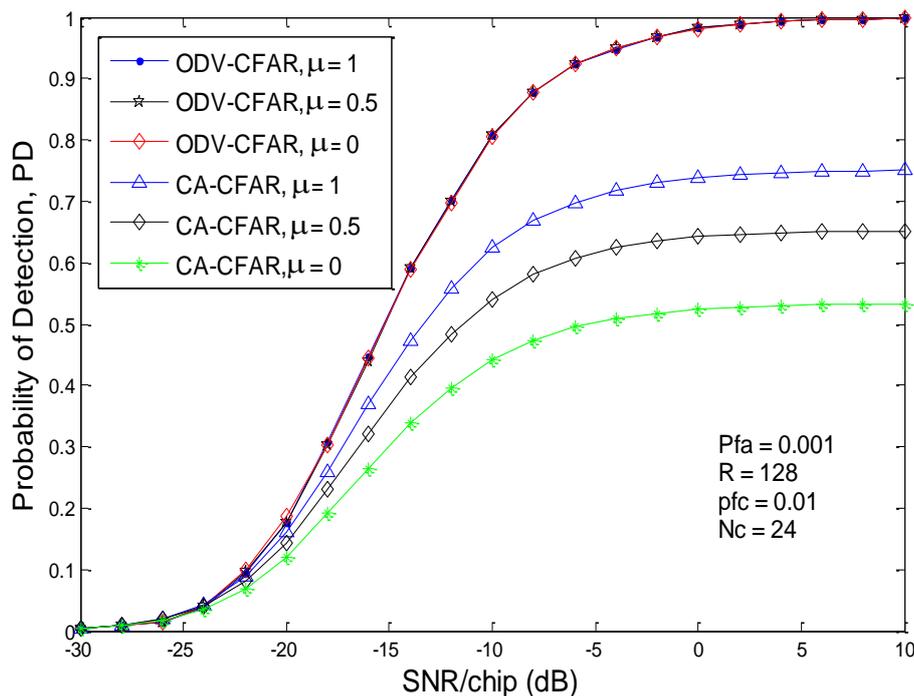


Fig. 2.13. Probabilité de détection des détecteurs ODV-CFAR et CA-CFAR avec ($r = 1$) et le paramètre μ comme variable ; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $M = 3$.

Notons que $\mu = 0$ représente le cas le plus défavorable (un profil à décroissance uniforme). Nous observons aussi que la variation de μ n'a aucun effet

sur les performances du système proposé ODV-CFAR qui reste robuste vis-à-vis de ce paramètre, ceci est dû à l'élimination des interférences par l'algorithme de censure. Ce résultat démontre la robustesse de l'algorithme proposé par rapport au détecteur CA-CFAR qui représente une caractéristique très intéressante dans plusieurs situations pratiques.

Considérons toujours un nombre d'antennes $M = 3$ et la présence de r interférences (causées par les trajets multiples) dans la fenêtre de référence. Comme prévu, la figure 2.14 montre bien que la probabilité de détection du CA-CFAR basé sur la moyenne arithmétique est sérieusement dégradée surtout lorsque le nombre des interférences augmente alors que le système proposé ODV-CFAR basé sur les statistiques ordonnées et l'algorithme de censure automatique possède une robustesse vis-à-vis des interférences dans le sens où il ne présente pas une dégradation importante des performances. Ce résultat montre clairement la capacité du système proposé qui n'exige aucune connaissance à priori sur le nombre des interférences.

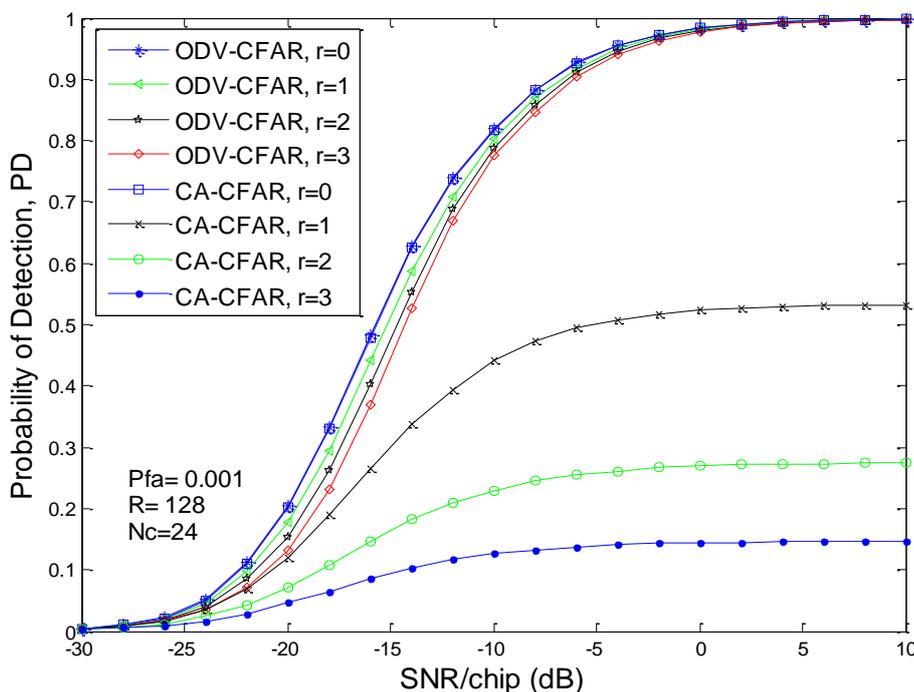


Fig. 2.14. Probabilité de détection des détecteurs ODV-CFAR et CA-CFAR en variant le nombre des interférences r ; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $M = 3$.

Pour montrer la supériorité du système proposé, on considère un scénario important où le nombre d'interférences peut atteindre $r = 7$, on peut observer de la

figure 2.15 que les performances du processeur OS-CFAR sont dégradées malgré qu'il est aussi basé sur les statistiques ordonnées ce qui présente une sérieuse limitation. Cela est dû au fait que le nombre des interférences dépasse le seuil de décision fixé à $N_c - k$, avec $k = 3N_c/4$ et dans ce cas une interférence est utilisée pour estimer le niveau du bruit de fond ce qui conduit à une surestimation du seuil de décision d'où une dégradation des performances. Les performances du CA-CFAR restent sévèrement dégradées à cause de la présence des interférences.

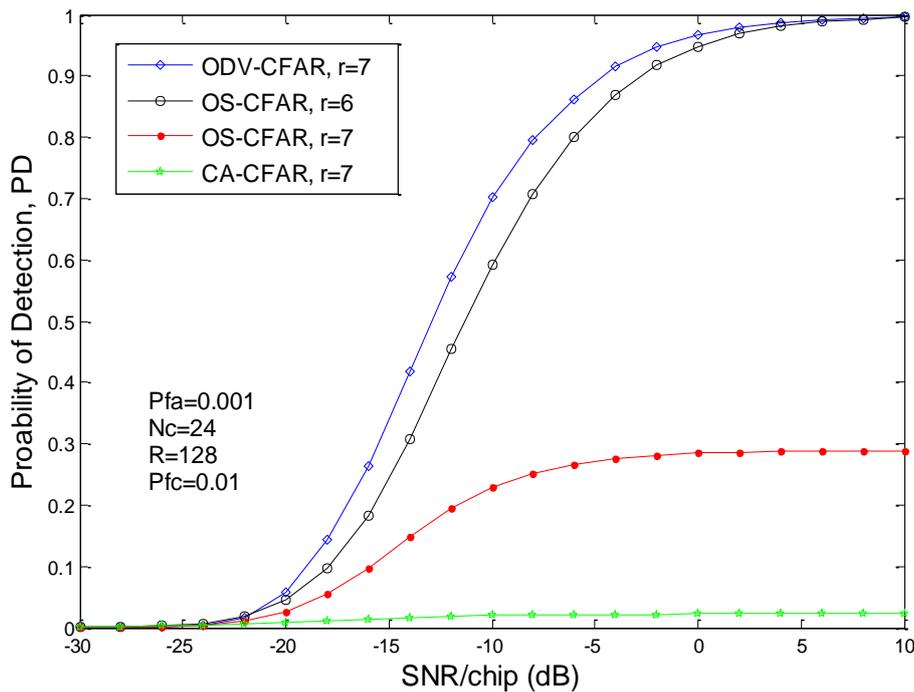


Fig. 2.15. Probabilité de détection des différents détecteurs ODV-CFAR, OS-CFAR et CA-CFAR en présence de r interférences dans la fenêtre de référence; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $M = 3$.

Pour illustrer l'avantage de l'utilisation de plusieurs antennes, nous présentons dans la figure 2.16 les performances de détection du processeur ODV-CFAR pour un nombre d'interférences $r = 3$ en variant le nombre des antennes de $M = 1$ à $M = 6$. Nous observons que la probabilité de détection augmente avec l'augmentation du nombre d'antennes comme prévu mais ce taux d'augmentation diminue avec l'augmentation du nombre d'antennes. Cette amélioration obtenue est dû à la caractéristique intéressante des antennes intelligentes dans l'amélioration du rapport signal sur bruit par l'atténuation du niveau de bruit après la sommation des différentes branches du réseau d'antennes et l'amélioration du niveau du signal dans

la direction de l'utilisateur d'intérêt. Nous remarquons aussi que lorsque le nombre d'antennes dépasse $M = 4$, nous commençons à atteindre un niveau de saturation en d'autres termes une faible amélioration de performance au prix d'une complexité de l'unité de traitement du signal ce qui entraîne une augmentation du coût de l'implémentation matérielle.

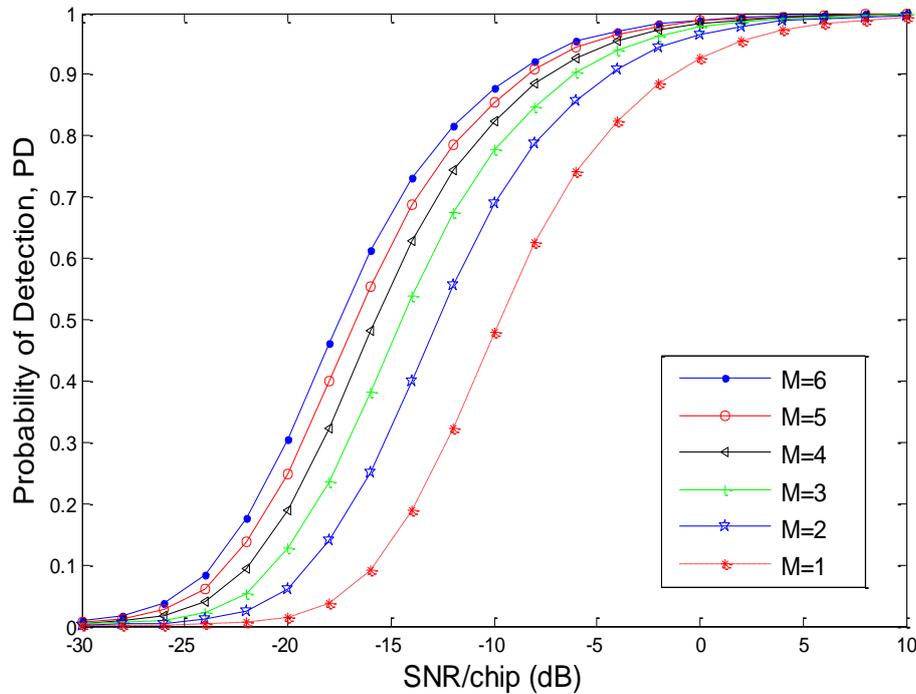


Fig. 2.16. Probabilité de détection du détecteur proposé ODV-CFAR en variant le nombre d'antennes M ; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $r = 3$.

Dans la figure 2.17, nous montrons les performances du système proposé sans antenne intelligente ($M = 1$) et dans le cas de cinq (05) éléments d'une antenne intelligente et le nombre d'interférence reste toujours $r = 3$. Les résultats obtenus représentent la limite supérieure des performances parce que les simulations sont réalisées sous l'hypothèse que les poids de l'algorithme LMS convergent vers les valeurs optimales, or dans la pratique ce n'est pas le cas ce qui conduit à une légère réduction des performances. En conclusion, nous remarquons d'après les résultats de simulation obtenus que l'utilisation des antennes intelligentes peut améliorer de façon significative les performances de détection. Par exemple, pour une probabilité de détection $Pd = 0.8$ et dans le cas de cinq (05) éléments d'antennes nous obtenons une amélioration de 6.73 dB du $SNR/chip$ en comparaison au cas d'une seule antenne. Par conséquent, lorsqu'un système de communication DS-CDMA

utilise l'algorithme d'acquisition du code PN proposé, chaque utilisateur peut transmettre des données avec moins de puissance par rapport à un système utilisant une seule antenne.

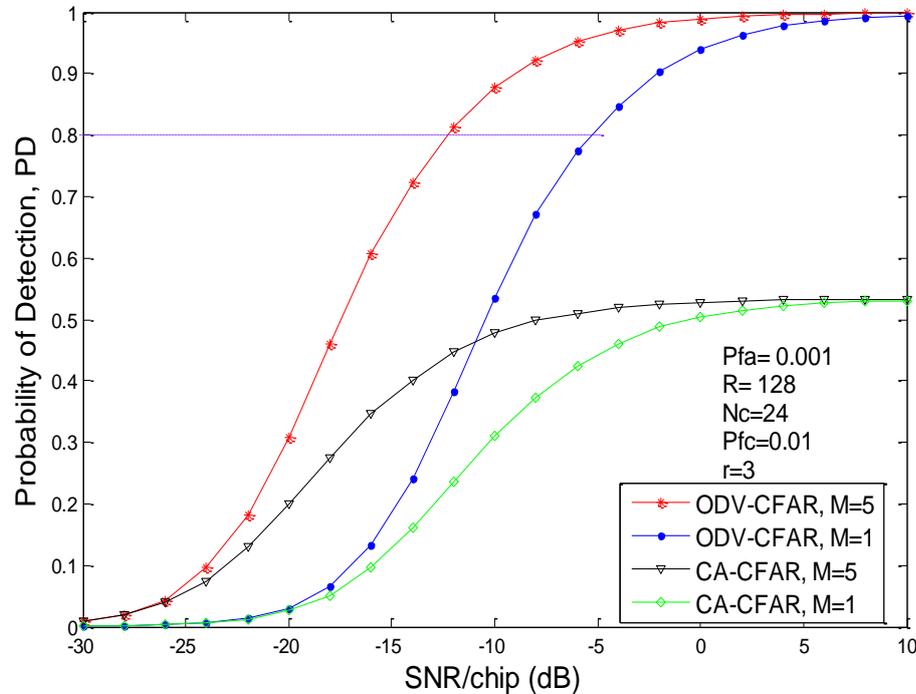


Fig. 2.17. Probabilité de détection du détecteur proposé ODV-CFAR en variant le nombre d'antennes M ; $P_{fa} = 10^{-3}$, $N_c = 24$ et $r = 3$.

2.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord introduit le principe de la synchronisation entre le code à l'émission et le code reçu en s'intéressant aux différentes techniques utilisées. Après avoir présenté le concept des antennes intelligentes qui suscite un grand intérêt de la part de la communauté scientifique nous avons proposé un système d'acquisition du code PN basé sur l'utilisation des antennes intelligentes et un seuil adaptatif CFAR basé sur l'indice de variabilité des statistiques ordonnées qui utilise un algorithme de censure automatique appelée ODV-CFAR pour éliminer un nombre inconnu d'interférences dans un canal de communication à évanouissement de type Rayleigh avec la présence du phénomène de multi-trajets. Le block de censure automatique exploite les statistiques ordonnées pour déterminer le nombre des échantillons indésirables et à éliminer ceux qui se trouvent dans la fenêtre de

référence. Une expression de la probabilité de fausse alarme a été obtenue pour calculer le multiplicateur du seuil, par contre les performances du système proposé ont été évaluées par des simulations de Monte-Carlo. Les résultats de simulation montrent que le système d'acquisition du code PN proposé basé sur un seuillage adaptatif et des antennes intelligentes possède une grande robustesse aux interférences causées par le phénomène multi-trajets et d'accès multiples (MAI) en comparaison avec les processeurs conventionnels comme le CA-CFAR et OS-CFAR.

CHAPITRE 3

CONCEPT DE LA RADIO COGNITIVE : ETAT DE L'ART SUR LES TECHNIQUES DE DETECTION DU SPECTRE

3.1 INTRODUCTION

Le spectre électromagnétique s'avère sous exploité à causé de la politique de gestion statique du spectre, Comme solution, une *gestion dynamique du spectre* s'est développée afin de résoudre ce problème. Dans ce chapitre, on traite en premier lieu la problématique de la radio cognitive (radio opportuniste) qui suscite un intérêt croissant depuis quelques années, par la suite en présente un état de l'art sur les techniques les plus connues et les plus utilisées dans la détection du spectre «spectrum sensing» en exposant les avantages et les inconvénients de chaque technique.

3.2 CONCEPT DE LA RADIO COGNITIVE

L'utilisation du spectre électromagnétique est strictement contrôlée par des organismes de régulation où des bandes de fréquences sont allouées à des utilisateurs par le biais de licences d'exploitation (licensed users) et seulement ces utilisateurs appelée utilisateurs primaires (UPs) ont le droit d'utiliser le spectre alloué. Or les systèmes de communications mobiles ne cessent de se multiplier pour devenir incontournables de nos jours. Cette croissance s'est accompagnée d'une augmentation de la demande de la ressource spectrale, qui est devenue de plus en plus rare et qu'il faut utiliser avec parcimonie.

Malheureusement, il s'avère que cette ressource est sous-exploitée. En 2002, la FCC (Federal Communications Commission) [68] organisme de régulation et de gestion du spectre aux Etats-Unis, publie un rapport dans lequel il est noté que, dans plus de 70% des cas, le spectre est sous-utilisé soit dans le temps, soit en fréquences ou bien dans l'espace c.à.d., il y'a présence de bandes spectrales non utilisées appelées « zones blanches » ou « trous spectrales ». Le problème de pénurie des fréquences n'est donc qu'artificiel causé par la politique de gestion

statique du spectre. Comme nouvelle approche, une *gestion dynamique du spectre* s'est développée afin de résoudre ce problème.

En effet, cette approche propose une nouvelle catégorie d'utilisateurs non prioritaires dits utilisateurs secondaires (US) pouvant accéder aux ressources fréquentielles allouées aux utilisateurs primaires (UP) lorsque ces derniers ne les utilisent pas comme le montre la figure 3.1. Ainsi, l'efficacité spectrale est augmentée en permettant la transmission par les (US) sur les bandes de fréquences détectées libres à condition de ne pas causer des interférences aux utilisateurs primaires. Ces systèmes sont qualifiés aussi de radio cognitive (RC) ou radio opportuniste. Le principe de la radio cognitive a été introduit pour la première fois par Joseph Mitola [69], c'est une radio qui est capable d'écouter et de s'adapter à des environnements radios dynamiques.

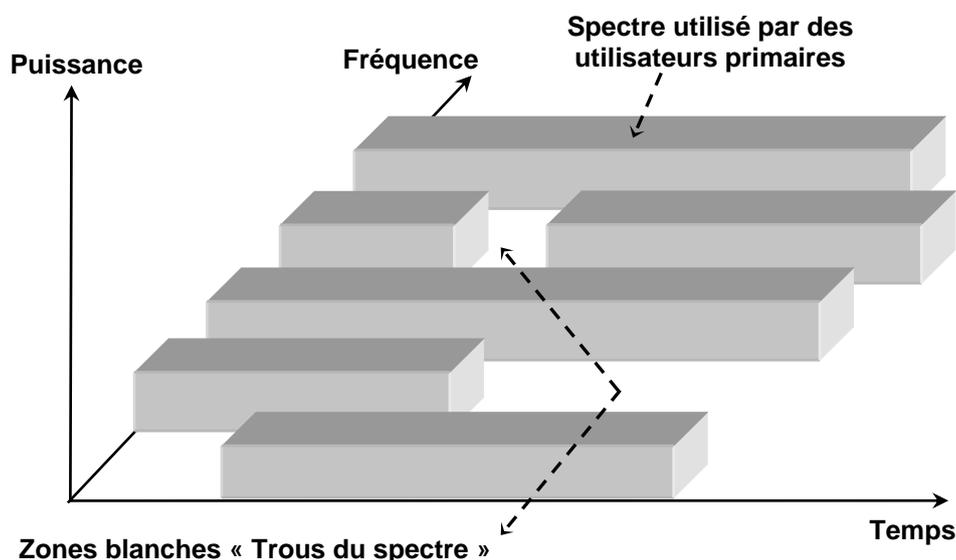


Fig. 3.1. Illustration des trous du spectre.

Une caractéristique intéressante de cette radio, elle est reconfigurable ce qui permet le changement de ses paramètres de transmission par un logiciel embarqué (fréquence, puissance, forme d'onde, configuration des antennes et protocoles de communication, ...etc.) sans aucune modification de la partie hardware [70]. L'introduction du concept de la radio cognitive va créer inévitablement un niveau d'interférence qui affectera la qualité de service du système primaire, donc ce niveau doit être maintenu à un certain seuil. Pour ce faire, les utilisateurs secondaires font appel aux techniques de *détection du spectre « Spectrum Sensing »* qui est la détection de présence des (UP) dans un spectre sous licence.

Les utilisateurs secondaires (US) d'une RC doivent avoir des capacités d'écoute du spectre afin de capter des informations sur leurs environnements radio pour agir. Ce qui rend la *détection du spectre (Spectrum Sensing)* comme un problème fondamental pour la radio cognitive, en conséquence il est devenu un sujet de recherche très actif ces dernières années. Une large littérature traite ce sujet, donc il est impossible de faire une liste exhaustive, pour cela et après avoir introduit la notion de la détection du spectre, nous proposons dans ce chapitre un état de l'art où nous nous concentrons sur les techniques de détection du spectre les plus utilisées en exposant les avantages et les inconvénients de chaque méthode.

3.3 DETECTION DU SPECTRE

Dans le contexte de la radio cognitive, la détection du spectre est une tâche cruciale par laquelle un utilisateur secondaire écoute le spectre pour détecter une éventuelle présence ou absence d'un utilisateur primaire dans une bande de fréquence donnée et ce afin d'éviter de lui causer des interférences et d'identifier l'occasion pour un accès secondaire [68].

Cette détection peut se faire par l'(US) "*in-band*" pour détecter un (UP) dans un canal en cours d'utilisation, ou bien "*out-of-band*" pour saisir l'opportunité sur des canaux voisins. La détection du spectre est l'une des composantes les plus importantes de la radio cognitive qui attire l'attention de beaucoup de chercheurs à travers le monde. L'occupation du spectre par un (UP), change de temps en temps [68], par conséquent la détection du spectre doit être réalisée d'une manière périodique, formant ainsi ce que on appelle un cycle d'écoute du spectre "*Sensing cycle*".

Une structure très répandue et adoptée par de diverses études, est composée d'une période pour l'écoute du spectre suivie directement d'une période de transmission de données comme le montre la figure 3.2.

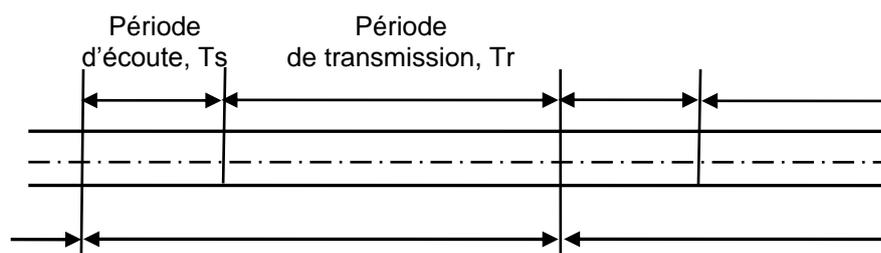


Fig. 3.2. Structure d'un cycle d'écoute du spectre.

Comme un (UP) possède une priorité dans l'utilisation du spectre, un (US) est seulement permis de transmettre quand ce dernier n'emploie pas le spectre, il doit donc se rendre compte de la réapparition de l'(UP) et ce par diverses techniques de détection avec un seul utilisateur secondaire "single-user spectrum sensing" on peut citer : la détection d'énergie, détection par filtre adapté, détection de présence de composantes cyclostationnaires dans le signal observé et d'autres techniques. En raison des phénomènes qui se produisent dans le canal de communication comme l'incertitude sur le niveau du bruit, l'effet d'ombre (masquage) et le phénomène de trajets multiples, ces techniques de détection s'avèrent très influencés.

L'(US) emploi des détecteurs de spectre pour analyser le signal observé au cours de la *période d'écoute* (ou de détection), en se basant sur les résultats de la détection, il décide s'il va utiliser ou non le spectre durant la période de transmission. Comme résultat, deux décisions peuvent se produire : une fausse alarme lorsque l'(US) déclare qu'un (UP) est présent alors que le spectre est vide (bruit uniquement) et une détection quand il déclare correctement qu'un (UP) utilise le spectre ; donc les performances de la détection du spectre sont mesurées par le biais de la probabilité de ces deux décisions. La probabilité de la fausse alarme doit être aussi *faible* que possible, car les fausses alarmes sont interprétées comme une *perte de l'opportunité de transmission* pour l'(US). Par contre, la probabilité de détection doit être à sa plus grande valeur pour minimiser les interférences causées à l'(UP).

3.4 TECHNIQUES DE DETECTION DU SPECTRE

Le problème de la détection d'un émetteur primaire peut être réalisé par un seul (US) et elle est connue par la *détection à utilisateur unique*, détection non coopérative ou bien détection locale. Cette dernière s'avère une tâche délicate lorsque la puissance du signal reçu est susceptible d'être faible en raison des évanouissements causés par le canal de communication (effet d'ombre et phénomène de trajets multiples). Dans un tel scénario, l'(US) doit distinguer un trou spectral, où il n'y a aucun signal d'(UP), et un très faible niveau du signal, où il est difficile à détecter. La *détection coopérative* où plusieurs (US) collaborent pour détecter la présence d'un (UP), peut être utilisé pour lutter contre le phénomène d'évanouissement multi-trajets et d'ombre et par conséquent, elle peut améliorer les performances de détection du spectre [70].

3.5 DETECTION A UTILISATEUR UNIQUE

Dans cette section, on expose les méthodes de détections non collaboratives c.-à-d. les méthodes utilisées uniquement par un seul US sans avoir recours à d'autre US. Dans la littérature, on trouve plusieurs approches pour l'écoute du spectre à savoir : la détection d'énergie, détection par filtre adapté et détection de présence de composantes cyclostationnaires dans le signal observé. Chaque technique a des avantages et des inconvénients. Par exemple le détecteur d'énergie ne nécessite aucune connaissance à *priori* sur la structure du signal à écouter (statistiques du signal, niveau du bruit, tec.) alors que le filtre adapté a besoin d'une connaissance parfaite de la forme d'onde utilisée pour concevoir le détecteur. Le détecteur basé sur les caractéristiques intrinsèque du signal comme la présence de composantes cyclostationnaires se trouve au milieu de ces deux cas extrêmes, il exploite uniquement des éléments structurels ou des propriétés statistiques du signal primaire lors de la conception du détecteur. Par exemple, presque tous les signaux réalisés, présentent des propriétés cyclostationnaires qui peuvent être employées dans des algorithmes de détection de ces signaux [71].

3.5.1 Détecteur d'énergie (radiomètre)

On présente initialement, un modèle statistique simple du signal, pour lequel le détecteur optimal est le *détecteur d'énergie* (DE), qui s'appelle également le radiomètre [71]. Nous supposons que nous n'avons aucune connaissance sur le signal à détecter qui pourrait être exploité dans l'algorithme de détection.

Par conséquent, nous supposons l'hypothèse suivante : le signal et le bruit sont des processus aléatoires gaussiens complexes circulaires de moyennes nulles (centrés). On calcule le logarithme du rapport de vraisemblance à partir d'une séquence de N échantillons observés du signal de la façon suivante [72]:

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \log \left\{ \frac{f_{Y/H1}(\mathbf{y}/H1)}{f_{Y/H0}(\mathbf{y}/H0)} \right\} \quad (3.1)$$

$$\text{avec: } \mathbf{y} = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_N]^T \text{ et } y_i = y_i^I + j y_i^Q \quad i = 1, \dots, N \quad (3.2)$$

Sur la base de ces informations le rapport de vraisemblance devient :

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \log \left(\frac{\frac{1}{(2\pi)^N(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)^N} \exp \left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} \sum_{i=1}^N [(y_i^I)^2 + (y_i^Q)^2] \right\}}{\frac{1}{(2\pi)^N(\sigma_n^2)^N} \exp \left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2)} \sum_{i=1}^N [(y_i^I)^2 + (y_i^Q)^2] \right\}} \right) \quad (3.3)$$

Après simplification, on obtient le test optimal de *Neyman-Pearson* comme suit :

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \|\mathbf{y}\|^2 = \sum_{i=1}^N |y_i|^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad (3.4)$$

Où $|y_i|$ dénote le module de y_i exprimé par :

$$|y_i|^2 = (y_i^I)^2 + (y_i^Q)^2 \quad i = 1, \dots, N. \quad (3.5)$$

avec y_i^I et y_i^Q représentent les composantes en phase et en quadrature de phase de y_i respectivement. Donc, l'équation (3.4) montre bien que le détecteur optimal au sens de Neyman-Pearson est un détecteur d'énergie (Energy Detector) [73].

Par essence, le détecteur d'énergie mesure l'énergie reçue pendant un temps d'observation limité, cette mesure est comparée à un seuil prédéterminé. Par la suite, on démontre que ce seuil dépendant fortement du niveau du bruit. Toutefois la mesure de l'énergie peut être effectuée dans le domaine temporelle ou fréquentielle.

Les performances du détecteur d'énergie utilisé dans l'écoute du spectre sont évaluées par les deux probabilités ; la probabilité de fausse alarme P_{fa} et la probabilité de détection P_d . La probabilité de fausse alarme est exprimée par :

$$P_{fa} \triangleq P(\Lambda > \eta | H_0) = P\left(\frac{\Lambda}{\sigma_n^2} > \frac{\eta}{\sigma_n^2} | H_0\right) = 1 - F_{X_{2N}^2}\left(\frac{\eta}{\sigma_n^2}\right) \quad (3.6)$$

Où $F_{X_{2N}^2}(\cdot)$ dénote la fonction de distribution d'une variable aléatoire qui suit une loi X^2 avec $2N$ degrés de liberté. Par conséquent, pour une probabilité de fausse alarme donnée, on peut déterminer le seuil de détection η correspondant par :

$$\eta = F_{X_{2N}^2}^{-1}(1 - P_{fa}) \sigma_n^2 \quad (3.7)$$

Quant à la probabilité de détection, elle est exprimée par :

$$P_d \triangleq P(\Lambda > \eta | H_1) = 1 - F_{X_{2N}^2}\left(\frac{\eta}{\sigma_n^2 + \sigma_s^2}\right) \quad (3.8)$$

Les performances du détecteur d'énergie dépendent de la puissance du bruit, la

puissance du signal et la durée de la fenêtre d'observation. D'où une faible puissance du bruit, une forte puissance du signal et une longue durée d'observation donne comme résultats de meilleures performances. L'avantage primordial de ce détecteur est sa faible complexité d'implémentation et de calcul. Il est aussi considéré en tant que détecteur universel, où il peut être utilisé pour détecter n'importe quel type de signal, connu, inconnu, déterministe ou aléatoire et ne nécessite aucune information sur le signal à détecter. En d'autres termes, le détecteur d'énergie ne peut pas différencier les signaux de l'UP des autres signaux inconnus (utilisateurs secondaires ou interférences). Cependant il n'est pas en mesure d'exploiter les informations contenues dans les signaux de l'UP. Cette méthode présente quelques inconvénients ; le calcul du seuil utilisé pour la détection du signal nécessite la *connaissance exacte de la puissance du bruit* σ_n^2 donné par l'équation (3.7). En plus les incertitudes sur le niveau du bruit conduisent à une limitation des performances. Dans [74] les auteurs ont montré qu'en présence de l'incertitude sur le niveau du bruit, le radiomètre ne peut pas détecter un UP pour des rapport signal sur bruit (SNR) inférieur à un certain niveau appelé '*SNR wall*' quelque soit la durée d'observation. En d'autres termes, en présence de l'incertitude sur le niveau du bruit il est impossible de distinguer d'une manière robuste le signal du bruit à des valeurs de SNR inférieures à '*SNR wall*' même si la durée de détection est infini. Enfin, malgré sa faible complexité et sa facilité d'implémentation, le radiomètre ne permet pas une détection fiable des bandes libres de fréquences surtout si l'incertitude sur le niveau du bruit est importante ou le SNR est faible [74].

3.5.2 Détecteur exploitant la structure du signal

Les signaux utilisés dans des systèmes de communication mobile contiennent toujours des *caractéristiques intrinsèques* qui peuvent être exploitées pour la conception d'un détecteur qui surpasse sensiblement en termes de performances le détecteur d'énergie. Ces *caractéristiques intrinsèques* sont le résultat de la redondance créée par le codage, la modulation et le formatage des données utilisés au niveau de l'émetteur. Cette détection généralement est très réponde dans le problème d'écoute du spectre et fait référence à l'exploitation des propriétés statistiques du signal pour améliorer à la fois les performances et contourner le problème d'incertitudes liés aux modèles supposés (ex. la puissance du bruit est inconnue).

3.5.2.1 Détecteur basé sur la cyclostationnarité

Les signaux synthétiques sont généralement non stationnaires, certains sont cyclostationnaire, (les propriétés statistiques telles que la moyenne et la fonction d'autocorrélation sont périodiques avec une période appelée période cyclique) en raison de la présence des périodicités inhérentes liées à la fréquence porteuse, durée des symboles, type de modulation, période chip du code CDMA, taux du saut de fréquence, etc.). Cette périodicité est causée artificiellement par la modulation et/ou le codage ou crée intentionnellement pour aider la synchronisation.

Cette propriété peut être exploitée dans la détection d'un signal aléatoire noyé dans un bruit, c.à.d. la propriété de cyclostationnarité peut distinguer un signal cyclostationnaire d'un UP de celui d'un bruit stationnaire et ce dû à la propriété de rejet du bruit expliquée dans la section qui suit. Cependant, ces méthodes souffrent d'une complexité et d'un temps de calcul important [71].

Un processus aléatoire discret $y(n)$ est dit cyclostationnaire si sa moyenne $m_y(n) = E(y(n))$ et sa fonction d'autocorrélation $r_y(n, \tau) = E(y(n + \tau) y^*(n))$ sont des fonctions périodiques de période T , on a donc :

$$m_y(n) = m_y(n + T) \quad (3.9)$$

$$r_y(n, \tau) = r_y(n + T, \tau) \quad (3.10)$$

Donc $r_y(n, \tau)$ peut être décomposée en série de Fourier comme suit :

$$r_y(n, \tau) = \sum_{\alpha} R_y(\alpha, \tau) e^{j\alpha n} \quad (3.11)$$

où, la sommation est obtenue sur des entiers multiples de $\alpha = 1/T$ appelée *fréquences cycliques*. Les coefficients de Fourier qui dépendent de τ sont donnés par :

$$R_y(\alpha, \tau) = 1/T \sum_{n=0}^{T-1} r_y(n, \tau) e^{-j\alpha n} \quad (3.12)$$

Les coefficients de Fourier $R_y(\alpha, \tau)$ sont aussi appelés fonction d'autocorrélation cyclique à la fréquence cyclique α . Le processus $y(n)$ est cyclostationnaire quand il existe un $\alpha \neq 0$ pour lequel $R_y(\alpha, \tau)$ est non nulle. Selon l'équation (3.12), dans le

cas d'un signal stationnaire $R_y(\alpha, \tau)$ est nulle pour toutes les valeurs de $\alpha \neq 0$. Ce qui montre la capacité de rejet du bruit qui est un processus stationnaire. Cette caractéristique intéressante est employée par le détecteur cyclostationnaire pour différencier le signal du bruit. La transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation cyclique est la fonction de corrélation spectral donnée par :

$$S_y(\alpha, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_y(\alpha, \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (3.13)$$

C'est une transformée 2D avec deux paramètres la fréquence cyclique α et la fréquence spectrale ω . Noter que la propriété inhérente de la cyclostationnarité apparaît dans la fonction d'autocorrélation cyclique et dans la fonction de corrélation spectrale. Ainsi, la détection basée sur les tests de cyclostationnarité peut s'effectuer dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel.

3.5.2.2 Détecteur basé sur la fonction d'autocorrélation

Une approche de détection très connue exploitant la structure du signal 'feature based detection' est basée sur l'estimation des statistiques d'ordre deux des signaux reçus. Il est clair qu'avec cette approche, on peut facilement distinguer un signal blanc d'un signal corrélé. Cette propriété est intéressante, parce que la redondance ajoutée aux signaux transmis dans un système de communication a comme conséquence la corrélation de ces échantillons. Nous expliquons cette approche en utilisant des signaux OFDM qui sont de plus en plus employés dans les nouveaux systèmes de communication, on peut citer le Wifi, le Wimax, la 3G/LTE, et le DVB-T, etc.). Considérons au niveau de l'émetteur, un signal OFDM avec un préfix cyclique (intervalle de garde) d'une longueur Nc qui représente la copie du dernier bloc de données symbole comme le montre la figure 3.3 et le nombre de données utiles du symbole est d'une longueur Nd qui représente aussi le nombre des sous-porteuses. Nous supposons aussi que les données symboles sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (I.I.D), avec une moyenne nulle et une variance σ^2 d'où la fonction d'autocorrélation est donnée par [76]:

$$r_x(n, \tau) \triangleq E(x(n + \tau) x^*(n)) \quad (3.14)$$

Le signal OFDM est un processus non stationnaire, par conséquent sa fonction d'autocorrélation donnée par l'équation (3.14) est variable dans le temps.

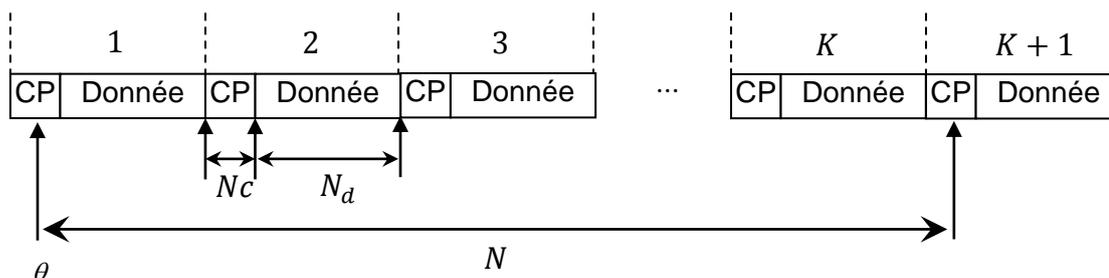


Fig. 3.3. Structure d'un signal OFDM avec le préfixe cyclique CP.

nulle pour quelques instants n et zéro pour d'autres ; cette dernière est due à la répétition des données dans le préfixe cyclique, la figure 3.4 montre bien que c'est une fonction périodique d'une période égale à $(N_c + N_d)$ qui représente la durée utile d'un symbole OFDM.

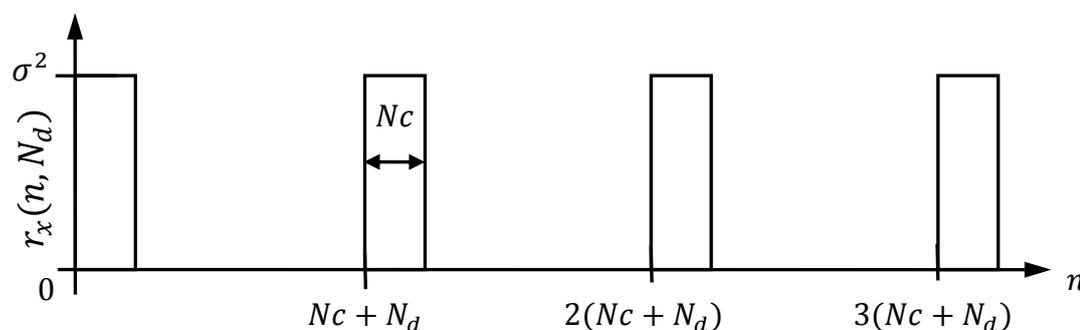


Fig. 3.4. La fonction d'autocorrélation périodique du signal OFDM avec un préfix cyclique CP.

Au niveau du détecteur, considérons que le signal reçu est noyé dans un bruit additif blanc et Gaussien, d'où le signal reçu $Y(n)$ peut s'écrire comme suit :

$$Y(n) = X(n) + N(n) ; n = 1, \dots, N. \quad (3.15)$$

Nous nous intéressons à l'estimation de la fonction d'autocorrélation du signal seul $r_x(n, N_d)$, pour cela on forme la fonction d'estimation suivante :

$$\hat{r}(n) \triangleq y(n + N_d) y^*(n) ; n = 1, \dots, K(N_c + N_d) \quad (3.16)$$

Puisque le bruit est blanc avec une moyenne zéro, donc sa fonction d'autocorrélation $r_n(n, N_d) = 0$ pour toutes les valeurs de $\tau \neq 0$. On obtient ainsi que $r_y(n, N_d) = r_x(n, N_d)$ pour toutes les valeurs de $N_d \neq 0$. Par construction, la

moyenne statistique de l'estimation définie par l'équation (3.16) est :

$$E[\hat{r}(n)] = E[y(n + Nd) y^*(n)] = r_y(n, Nd) = r_x(n, Nd) \quad (3.17)$$

Cette moyenne n'est que la fonction d'autocorrélation du signal OFDM émis. En raison de sa périodicité, $\hat{r}(n)$ et $\hat{r}(n + kNd)$ possèdent les mêmes statistiques, il sera utile de définir une moyenne sur les K symboles par :

$$\hat{R}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{r}(n + k(N_c + N_d)) ; n = 1, \dots, N_c + N_d \quad (3.18)$$

Dans la littérature récente, plusieurs techniques exploitant les propriétés statistiques susmentionnées de $\hat{r}(n)$ ont été utilisées dans la prise de décision sur la présence ou l'absence d'un signal. Un détecteur qui exploite les propriétés de la fonction d'autocorrélation d'un signal OFDM a été proposé dans [75] basé sur la règle de décision suivante :

$$\max_{\theta \in \{0, \dots, N_c + N_d\}} \left| \sum_{\theta+1}^{\theta+N_c} \hat{r}(n) \right| \begin{array}{l} H1 \\ > \\ < \\ H0 \end{array} \eta \quad (3.19)$$

Le paramètre θ dans (3.19) et présenté sur la figure 3.3 peut être interprété comme l'instant où le premier symbole OFDM est observé. Dans le test statistique (3.19) uniquement un seul symbole est pris en considération. Une généralisation de ce test pour l'ensemble des K symboles OFDM utilise $\hat{R}(n)$ au lieu de $\hat{r}(n)$, ainsi le teste devient :

$$\max_{\theta \in \{0, \dots, N_c + N_d\}} \left| \sum_{s\theta} \hat{R}(n) \right| \begin{array}{l} H1 \\ > \\ < \\ H0 \end{array} \eta \quad (3.20)$$

Dans [76] les auteurs, ont proposé un autre détecteur basé sur l'autocorrélation, ce détecteur utilise une moyenne empirique de l'autocorrélation normalisé par la puissance reçue comme statistique de teste qu'on peut écrire comme suit :

$$\frac{\sum_{n=1}^{N-N_d} Re[\hat{r}(n)]}{\sum_{n=1}^N |y(n)|^2} \begin{array}{l} H1 \\ > \\ < \\ H0 \end{array} \eta \quad (3.21)$$

où $Re(\cdot)$ est la partie réelle.

3.5.3 Détection par filtre adapté

Le filtre adapté est utilisé pour détecter un signal connu à priori ou des séquences pilotes contenus dans le signal de l'UP et ce par une corrélation avec ce signal connu. La plupart des systèmes de communication existants incluent dans la transmission une sorte de séquence pilote pour donner une référence à la synchronisation et qui peut aider dans la détection du signal et aussi pour d'autres fins utiles [77].

La détection par filtre adapté est réalisée par corrélation du signal observé avec un signal pilote connu à *priori* en vue de détecter la présence d'un UP. Donc le filtre adapté exige une connaissance parfaite de la forme d'onde émise pour une détection optimale. En plus, il nécessite un temps d'observation relativement court par apport au détecteur d'énergie. Le filtre adapté est robuste vis-à-vis l'incertitude sur le niveau du bruit et ne souffre pas du phénomène de 'SNR wall'. Cependant, une *mauvaise synchronisation* entre l'émetteur et le récepteur cause une dégradation des performances. Un autre inconvénient réside dans le cas où on veut détecter plusieurs UPs, l'US exigerait un filtre adapté dédié pour chaque signal qui pourrait être présent dans l'environnement considéré, conduisant à des coûts prohibitifs et une grande complexité de mise en œuvre [78].

3.6 DETECTION COOPERATIVE

Les performances d'un détecteur non coopératif sont dégradées en présence de l'incertitude du bruit et les effets liées aux phénomènes de propagation tels que les évanouissements par effet multi-trajets ou l'effet de masquage (shadowing). La détection coopérative a été proposée dans la littérature [79] comme une solution à ces problèmes. En outre, la coopération peut résoudre le problème des nœuds cachés où le récepteur secondaire se trouvant hors portée de l'UP ne détecte pas les communications de L'UP. Par la suite, il peut initier une communication avec un US et causé des interférences à un récepteur primaire proche. Dans la *détection coopérative* (cooprative sensing) du spectre plusieurs USs distribués géographiquement collaborent pour détecter un seul UP en échangeant des informations d'écoute avant la prise de la décision finale sur un canal dédié. La plupart des architectures de cette détection proviennent du domaine de la détection distribuée [72]. Il est peu probable que les différents canaux secondaires sont

affectés de la même manière par le phénomène multi-trajets, par conséquent la détection coopérative peut aider à réduire ces effets en exploitant la *diversité* qui réside dans les trajets multiples. Plusieurs techniques sont utilisées, une détection centralisée ou décentralisée ; dans l'architecture centralisée tous les USs envoient leurs données vers un centre de fusion de donnée qui les combine pour la prise de la décision finale. Cela exige une énorme quantité de données à transmettre au centre de fusion. Cependant, dans une architecture distribuée chaque utilisateur prend sa décision et ne transmet qu'une valeur binaire au centre de fusion. En outre, l'efficacité énergétique est beaucoup mieux pour l'architecture distribuée qu'une architecture centralisée car le transfert de données consomme de l'énergie. Dans cette section on ne donne pas beaucoup de détails car cette stratégie de détection est située en dehors des objectifs de cette thèse.

3.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons introduit le concept de la radio cognitive, en s'intéressant à la détection du spectre l'un des problèmes fondamentaux de la radio cognitive qui suscite un grand intérêt de la part de la communauté scientifique. Suivi par un état de l'art des techniques de détections des trous spectraux les plus utilisées. En outre, nous avons présenté leurs fonctionnements, caractéristiques, avantages et limites.

Les techniques de détections étudiées envisagent des scénarios bien précis. Pour certaines de ces techniques, il est clair que dans des environnements radio variables dans le temps (dynamiques), les performances de détection sont très limitées. Avant de proposer et d'évaluer les performances du détecteur que nous considérons dans le prochain chapitre, il nous a paru intéressant de rappeler les notions de base de la radio intelligente et de donner un aperçu sur les principaux travaux dans la littérature pour mettre en évidence l'intérêt de notre contribution.

CHAPITRE 4

METHODE RAPIDE D'ECOUTE DU SPECTRE POUR LA RADIO COGNITIVE D'UN SIGNAL CP-OFDM BASEE SUR UN SEUIL ADAPTATIF

4.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle technique pour la détection rapide des signaux CP-OFDM non synchronisés dans un bruit blanc Gaussien (AWGN). La méthode proposée exploite la propriété de la fonction d'autocorrélation des signaux CP-OFDM pour fixer un seuil adaptatif qui assure un taux de fausses alarmes constant. Cette méthode ne nécessite aucune connaissance à priori de la puissance du bruit. Nous donnons les principales hypothèses considérées et nous analysons à la fin les performances du détecteur proposé.

4.2 ETAT DE L'ART

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que le spectre radio est une ressource mal exploitée, des études menées dans plusieurs pays confirment bien cette hypothèse [80], [81], où des bandes libres correspondantes à des trous spectraux peuvent être réutilisées par des utilisateurs non prioritaires nommés utilisateurs secondaires (US) de radios cognitives.

Ces dernières années, la FCC 'Federal communications commission' propose l'utilisation des technologies basé sur la radio cognitive comme une nouvelle stratégie pour résoudre le problème de la gestion du spectre. Par conséquent, de nouvelles approches d'accès dynamique au spectre radio se sont développées [82]. Mitola [83], [84] a introduit le concept de *l'accès dynamique* au spectre dans les radios cognitives (RC) et depuis lors la RC est considérée comme une solution d'exploitation efficace du spectre, elle est très utilisée dans les technologies de communication modernes et suscite beaucoup d'intérêt ces dernières années [85] - [88].

Une radio cognitive est dotée de la *faculté d'adapter* ces paramètres de transmission suite aux *interactions* avec son environnement radio. Une

caractéristique intéressante est qu'une radio mobile ou stationnaire peut ajuster ses paramètres de transmission par un *logiciel embarqué* sans aucune modification de la *partie matérielle* [89].

Pour une utilisation opportuniste du spectre, le problème de la *détection* du spectre '*Spectrum Sensing*' s'impose comme une fonction essentielle de la radio cognitive qui présente beaucoup de défis pour les systèmes opportunistes [90]. En effet elle s'avère très importante et suscite beaucoup d'intérêts récemment [91], [92]. Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature, nous citons à titre non exhaustif : le détecteur d'énergie (ED), le filtre adapté, les détecteurs exploitant des informations à priori sur la structure du signal et les détecteurs utilisant les valeurs propres ou les ondelettes [89]. Chaque détecteur a des avantages et des inconvénients comme nous l'avons mentionné au chapitre 3, en termes de complexité d'implémentation, de durée d'observation et de connaissances à priori sur le signal de l'utilisateur primaire.

Par exemple, le ED est une méthode simple qui ne nécessite aucune connaissance sur la structure du signal à détecter, cependant dans la région des SNRs faibles il souffre du problème de '*SNR wall*' comme s'est déjà mentionné où la détection est impossible en-dessous de ce seuil [93].

Le filtre adapté quant à lui nécessite la connaissance d'une séquence pilote ou une connaissance parfaite de la forme d'onde émise ce qui peut affecter la confidentialité de la communication. En réalité, ces informations ne sont pas disponibles au niveau du système secondaire.

Par contre un détecteur basé sur les caractéristiques intrinsèques du signal comme la présence de composantes cyclostationnaires, exploite la redondance créée artificiellement au niveau de l'émetteur et qui est utile au niveau du récepteur.

Plusieurs travaux basés sur les tests de la cyclostationnarité sont proposés dans [94] – [97]. Un autre détecteur multicycles basé sur la représentation de Fourier de la fonction d'autocorrélation cyclique est proposé dans [98], les auteurs proposent un test statistique basé sur le rapport de deux fonctions quadratiques d'autocorrélation cyclique et en utilisant la propriété intéressante de la fonction d'autocorrélation cyclique : elle est non nulle pour certaines valeurs de fréquences cycliques dans le cas de la présence d'un signal OFDM et nulle en cas de présence

d'un bruit seul, ce dernier est considéré comme un processus stationnaire au sens large (WSS) et aucune corrélation existe entre ses échantillons.

En générale la détection des signaux OFDM par les méthodes basées sur la fonction d'autocorrélation cyclique sont robuste vis-à-vis du bruit mais elles possèdent une grande complexité de calcul. Afin de réduire la complexité de calcul de ces techniques, nous proposons dans ce chapitre une *nouvelle méthode* pour la détection des *signaux OFDM* basé uniquement sur la fonction d'autocorrélation, ce qui va simplifier considérablement la conception du détecteur et éviter ainsi le calcul important des différents coefficients de Fourier comme dans [98].

Les techniques de corrélation sont largement utilisées, elles sont utilisées dans plusieurs applications de radars et de communication. Dans le domaine des communications mobile, les auteurs dans [99] et [100] ont utilisé cette technique dans la synchronisation d'un code PN dans le cas d'un signal à bande étalée de type DS-CDMA. Par contre, dans le domaine de la radio cognitive elle est très appliquée dans la conception de détecteurs exploitant la périodicité inhérente de la fonction d'autocorrélation qui est due à l'insertion du préfixe cyclique dans un signal CP-OFDM comme les travaux cités dans [101], [102], [103] et [104].

La détection des signaux OFDM surtout dans la région des SNRs faibles est un problème de recherche très important qui attire actuellement l'attention de la communauté scientifique [101] – [105]. Dans le cas où les puissances du signal et du bruit sont inconnues, Le détecteur optimal dans le sens de Neyman-Pearson (NP) pour la détection du spectre a été déterminé et ses performances ont été évaluées dans [104]. Le détecteur optimal de NP ainsi obtenu a besoin de la connaissance *à priori* des niveaux du signal et du bruit pour déterminer le seuil de détection, malheureusement cette information n'est pas disponible en pratique.

D'autre part, le détecteur d'énergie ne nécessite aucune connaissance *à priori* en ce qui concerne la structure du signal à détecter mais, cette détection n'est fiable que lorsque le niveau du bruit est connu avec exactitude. Cependant une petite erreur d'estimation sur le niveau du bruit cause une dégradation significative des performances [106]. De plus, l'algorithme proposé dans [104] incorpore implicitement un mécanisme de synchronisation ce qui augmente sa complexité et la durée d'observation nécessaire pour une bonne détection.

Tous ces inconvénients, nous ont motivé à proposer un nouveau *algorithme de détection adaptative* simple qui est basé sur le test du rapport de vraisemblance généralisé (Generalized Likelihood Ratio Test - GLRT). Il est basé sur l'utilisation d'un seuil adaptatif après estimation du niveau du bruit. Ce seuil adaptatif doit aussi assurer un *taux de fausse alarme constant* (CFAR) comme on le verra dans les sections suivantes.

Cette capacité d'adaptation le rend insensible aux fluctuations du niveau de bruit, une propriété intéressante appelée (en anglais CFARness) est très souhaitable dans plusieurs applications et spécialement dans le cas de la détection des signaux dans des environnements radio où le niveau du bruit est inconnu et/ou qui varie dans le temps (fluctuating noise power) [107] – [109].

4.3 FORMULATION DU PROBLEME DE DETECTION DES SIGNAUX OFDM

Dans le contexte de la radio cognitive, l'accès dynamique au spectre radio permet l'exploitation du spectre sous licence par des utilisateurs secondaires à condition de ne pas *causer des interférences* à l'utilisateur primaire [110]. L'utilisateur secondaire doit donc écouter le spectre radio pour détecter la présence ou l'absence d'un utilisateur primaire (UP) avant d'initier une transmission. En plus, lorsque l'UP réclame sa bande pendant le moment de transmission de l'US, ce dernier doit évacuer *le plus rapidement possible* la bande en question et chercher d'autres canaux libres. Dans le problème que nous développerons par la suite, nous allons nous concentrer sur un système utilisant la modulation OFDM car cette modulation est de plus en plus employée dans les systèmes de communication. Pour cela, nous présentons dans la prochaine section le modèle mathématique des signaux OFDM.

4.3.1 Modèle mathématique des signaux OFDM

On considère que le système primaire utilise des signaux OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) avec N_d sous-porteuses. Un signal OFDM est formé à partir de la somme de ces sous-porteuses avec une modulation PSK ou QAM. Alors, un *symbole OFDM* d'une *durée utile* N_d est obtenu facilement en appliquant une transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) de taille N_d au bloc de données complexe $d_i, i = 0, \dots, N_d - 1$. Cette dernière est implémentée efficacement en utilisant l'algorithme rapide (FFT). Supposons une période d'échantillonnage

T_e normalisée à 1, par conséquent le signal OFDM s'écrit de la manière suivante [85]:

$$s(k) = \sum_{i=0}^{N_d-1} d_i e^{j2\pi k * i / N_d} \quad 0 \leq k \leq N_d - 1 \quad (4.1)$$

où k représente le temps discret, N_d est le nombre d'échantillons dans un block OFDM, i/N_d est la fréquence de la $i^{\text{ième}}$ sous-porteuse et $d_i, i = 0, \dots, N_d - 1$ sont des données complexes utilisées pour une modulation de type PSK ou QAM de la $i^{\text{ième}}$ sous-porteuse. Ces données issues de la TFDI sont transformées en données série pour former un train binaire. On outre, pour réduire l'effet de l'*interférence inter-symboles* (InterSymbol Interference - ISI) et lutter contre ces phénomènes indésirables du canal de propagation créés par les trajets multiples un *intervalle de garde* d'une durée N_c ($T_e = 1$) est ajouté à chaque symbole OFDM. Cet intervalle est choisi de telle sorte qu'il soit plus grand que le maximum des retards qui apparaissent dans le canal de communication. Pour se faire, l'émetteur doit copier les derniers N_c échantillons de chaque block OFDM et les insérés à son début en formant ainsi un entête appelé un préfixe cyclique comme le montre la figure 4.1. La *durée totale* du symbole transmis devient $N_s = (N_c + N_d)$ échantillons, ce qui peut être exprimé comme :

$$\mathbf{s} = [s(-N_c), s(-N_c + 1) \dots s(0) s(1) \dots s(N_d - 1)]^T \quad (4.2)$$

Où T est le transposé. En général, un signal OFDM contient plusieurs blocks similaires à celui montré dans la figure 4.1. Ce train infini de données en série est transmis ensuite au récepteur à travers un canal de communication.

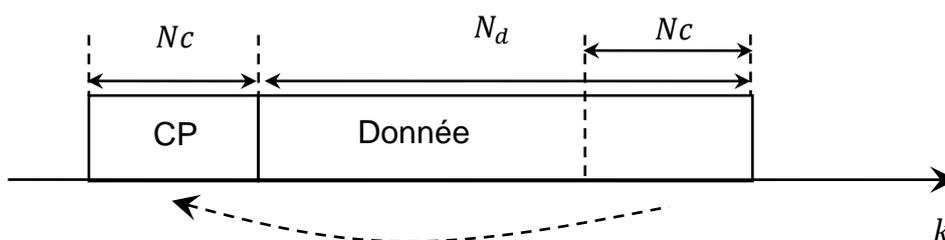


Fig. 4.1. Prolongement d'un symbole OFDM par un intervalle de garde CP.

On considère θ (time offset) comme l'instant où le premier symbole OFDM est reçu par l'US. Sous l'hypothèse que le signal reçu contient K OFDM symboles, cela revient à l'utilisation d'une *fenêtre d'observation* avec une longueur $L = K(N_d + N_c) + N_d$ échantillons comme s'est illustré dans la figure 4.2.

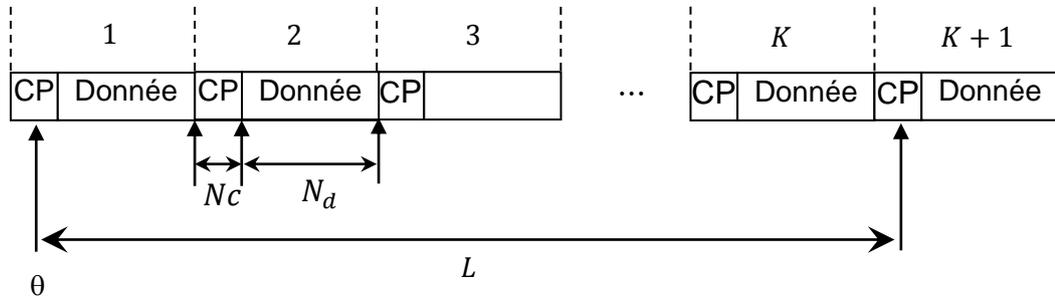


Fig. 4.2. Structure d'un signal OFDM avec un préfixe cyclique CP.

Dans le cas de la présence d'un Bruit additif blanc et Gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise), le signal reçu par l'utilisateur secondaire peut s'écrire comme suit :

$$y(k) = s(k) + n(k), \quad k = 0, 1, \dots, K(N_d + N_c) + N_d - 1. \quad (4.3)$$

4.3.2 Problème de la détection des bandes libres OFDM

Au fond, le problème de la *détection du spectre* basé sur des signaux OFDM se résume à la prise de décision sur la présence ou l'absence d'un signal émis en exploitant uniquement le signal reçu au niveau du récepteur. Pour cela, il peut être formulé comme un problème de *test d'hypothèses binaire* où une décision doit être prise pour distinguer les deux hypothèses suivantes [76]:

$$\begin{cases} H_1: y(k) = s(k) + n(k), & k = 0, 1, \dots, K(N_d + N_c) + N_d - 1 \\ H_0: y(k) = n(k), & k = 0, 1, \dots, K(N_d + N_c) + N_d - 1. \end{cases} \quad (4.4)$$

où H_1 et H_0 correspondent à la présence et à l'absence d'un signal OFDM respectivement. Le nombre des échantillons collectés pendant la durée d'observation (sensing interval) est de $L = K(N_d + N_c) + N_d$. Dans ce problème nous avons considéré un bruit AWGN, c.à.d. le bruit est un processus blanc Gaussien complexe avec une moyenne zéro et une variance σ_n^2 . En supposant aussi que la taille du block IFFT est large, selon le théorème de la limite centrale le signal peut être aussi

considéré comme un processus complexe blanc et Gaussien avec une moyenne zéro et une variance σ_s^2 . En pratique, les erreurs de détection sont inévitables à cause de la présence d'un bruit additif, la durée d'observation limitée et l'aspect aléatoire inhérent des données observées. Des fausses alarmes se produisent si un canal de communication non occupé est déclaré comme occupé. D'une part, les non-détections se produisent quand un canal occupé est détecté en tant que libre. En conséquence, une fausse alarme est une perte d'opportunité de transmission pour l'utilisateur secondaire, ce qui réduit son utilisation du spectre radio. En outre, une non-détection peut mener à une collision avec l'utilisateur primaire, ce qui représente une opportunité de transmission *perdue* pour les deux utilisateurs primaires et secondaires.

Sur la base de ces définitions, les performances d'un détecteur du spectre sont caractérisées par les deux probabilités, la probabilité de détection $P_d = 1 - P_{md} = P(H_1/H_1)$ où P_{md} est la probabilité d'ratée de détection (probability of missed detection) et la probabilité de fausse alarme $P_{fa} = P(H_1/H_0)$. En plus par manque d'informations sur l'activité radio de l'utilisateur primaire au niveau du récepteur, il est très difficile de connaître les probabilités *à priori* $P(H_0)$ et $P(H_1) = 1 - P(H_0)$. Donc, la stratégie de détection optimale qui sera utilisée est basée sur le critère de Neyman-Pearson (NP) qui maximise la probabilité de détection P_d pour une probabilité de fausse alarme donnée [108].

4.4 REVUE DES ALGORITHMES DE DETECTION DES SIGNAUX OFDM

Dans cette section, nous examinons quelques algorithmes utilisés dans la détection du spectre des signaux OFDM, en allant du détecteur d'énergie jusqu'au détecteur basé sur les caractéristiques intrinsèques du signal comme la présence de composantes cyclostationnaires, un point commun de ces dernières techniques discutées ici est l'exploitation d'éléments structurels ou des propriétés statistiques du signal primaire lors de la conception du détecteur.

4.4.1 Détecteur d'énergie

Un détecteur d'énergie ED (Energy detector) effectue simplement une mesure de l'énergie du signal reçu pendant un intervalle de temps limité (sensing time), cette

mesure est comparée à un seuil prédéterminé. La règle de décision de l'ED est donnée par [111] :

$$T_{ED} = \|y\|^2 = \sum_{i=1}^N |y_i|^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda_{ED} \quad (4.5)$$

Où $|y_i|$ dénote le module de $y_i, i = 1, 2, \dots, N$, exprimé par :

$$|y_i|^2 = (y_i^I)^2 + (y_i^Q)^2 \quad i = 1, \dots, N. \quad (4.6)$$

avec y_i^I et y_i^Q représentant les composantes en phase et en quadrature de phase de y_i respectivement, et λ_{ED} est un seuil choisi de façon à maintenir une P_{fa} désirée. L'ED est un détecteur universel, dans le sens où la décision sur la présence d'un UP est obtenue par une comparaison de l'énergie reçu à un seuil. Mais il ne fait pas la différence entre un UP et les autres signaux issus des autres sources inconnus.

Malgré sa faible complexité, la réalisation d'un tel détecteur est un challenge. Dans la région des faibles rapports signal sur bruit (SNR) et en présence d'incertitude sur le niveau du bruit, il est impossible de détecter un UP en dessous d'une certaine valeur du SNR appelé '*SNR wall*' même pour une durée d'observation illimitée [106]. De plus, le seuil de détection dépend de la puissance du bruit comme nous l'avons montré dans le Chapitre 4, ce dernier peut présenter des fluctuations dans le temps ce qui provoque fréquemment des fausses alarmes et/ou des probabilités de détection faibles.

Tous ces problèmes nous ont motivé à chercher une technique de détection qui exploite les caractéristiques intrinsèques du signal émis, robuste vis-à-vis des variations du bruit et doté d'une capacité d'adaptation du seuil de décision au niveau du bruit (seuil adaptatif) qui sera présenté par la suite.

4.4.2 Détecteur à fenêtre glissante

Le détecteur original à fenêtre glissante SW (Sliding Window), utilisé pour la détection des signaux de la télévision numérique terrestre (Digital Video Broadcasting Terrestrial) DVB-T a été proposé dans [103]. Il exploite les propriétés de la corrélation des signaux OFDM.

Dans le cas d'un seul symbole OFDM une fenêtre glissante de taille N_c est utilisée pour calculer le module de la somme des valeurs estimées de la fonction d'autocorrélation sur les N_c échantillons consécutifs et de prendre la valeur maximale des $N_c + N_d$ statistiques ainsi obtenues sur une période qui correspondent aux valeurs possibles que peut prendre la variable de synchronisation θ et ce en déplaçant à chaque fois la fenêtre par un seul échantillon, on obtient donc la règle de décision :

$$T_{SW} = \max_{\theta \in \{0, \dots, N_c + N_d - 1\}} \left| \sum_{j=\theta}^{\theta + N_c - 1} \hat{r}_j \right| \begin{array}{l} H_1 \\ \geq \lambda_{SW} \\ H_0 \end{array}, \quad (4.7)$$

avec $\hat{r}_j = y_j y_{j+N_d}$, $|\cdot|$ est l'opérateur module et θ est l'instant d'observation du premier symbole ou bien la désynchronisation qui peut exister entre l'émetteur et le récepteur. Une généralisation de ce détecteur pour un nombre K de symboles OFDM, en utilisant l'ensemble du signal reçu et non pas un seul symbole est proposé dans [112]. La règle de décision est donnée par :

$$T_{SW} = \max_{\theta \in \{0, \dots, N_c + N_d - 1\}} \left| \sum_{j=\theta}^{\theta + N_c - 1} \hat{R}_j \right| \begin{array}{l} H_1 \\ \geq \lambda_{SW} \\ H_0 \end{array}, \quad (4.8)$$

où $\hat{R}_j = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{r}_{j+k(N_d+N_c)}$. Néanmoins, les statistiques de tests et les seuils de décisions données par les équations (4.7) et (4.8) sont influencés par le changement d'échelle comme la multiplication des données reçues par une constante. D'où ces deux détecteurs exigent la connaissance *à priori* de la variance du bruit σ_n^2 pour fixer le seuil de détection λ_{SW} , or cette information n'est pas toujours disponible.

4.4.3 Détecteur d'axell

Dans [104], les auteurs proposent un détecteur de spectre basé sur le test du maximum de vraisemblance généralisé GLRT. En utilisant les statistiques d'ordre 2 du signal reçu, ils considèrent aussi que les paramètres suivants : la puissance du signal σ_s^2 , la puissance du bruit σ_n^2 et le paramètre θ sont inconnus. Le détecteur proposé utilise la stratégie de décision suivante :

$$T_{AX} = \max_{\theta \in \{0, \dots, N_c + N_d - 1\}} \frac{\sum_{j=0}^{N_d + N_c - 1} |\hat{R}_j|^2}{\sum_{j \in CP} \left| \hat{R}_j - \frac{1}{N_c} \sum_{k \in CP} \overline{\hat{R}_k} \right|^2 + \sum_{j \notin CP} |\hat{R}_j|^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \lambda_{GLRT} \quad (4.9)$$

$\overline{\hat{R}_k}$ représente la partie réelle de l'autocorrélation basée sur K OFDM symboles, CP est l'ensemble des indices pour lesquels les N_c échantillons consécutives sont corrélés pour un θ donné alors que \hat{R}_j sont obtenus par :

$$\hat{R}_j = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} y_{(j+kN_s)} y_{(j+kN_s+N_d)}^* ; j = 0, 1, \dots, N_s - 1 \quad (4.10)$$

K est le nombre des symboles OFDM dans une fenêtre d'observation. Cependant, nous remarquons que contrairement au détecteur d'énergie et à celui de la fenêtre glissante, la statistique de test d'Axell donnée par (4.9) possède la propriété CFAR (Constant false alarm rate) puisque le test ne change pas lorsque les données sont multipliées par une constante, d'où le seuil de décision peut être fixé pour une P_{fa} donnée sans avoir besoin de connaître la puissance du bruit.

4.5 DETECTEUR ADAPTATIF BASE SUR L'AUTOCORRELATION D'UN SIGNAL CP-OFDM

Dans cette partie, comme contribution nous proposons un algorithme pour la détection d'un signal CP-OFDM en exploitant les propriétés de sa fonction d'autocorrélation basé sur le test du maximum de vraisemblance généralisé GLRT, dans cette approche (GLRT) les *paramètres inconnus* sont remplacés par leurs *estimés* au sens du maximum de vraisemblance (MLE) [108]. La statistique de test est obtenue en considérant les hypothèses suivantes :

- (i) La variance du bruit σ_n^2 et la variance du signal σ_s^2 sont inconnues ;
- (ii) Le récepteur n'est pas synchronisé avec l'émetteur ($\theta \neq 0$), aussi le récepteur ignore le point de départ de chaque symbole OFDM comme s'est illustré sur la figure 4.2 ;
- (iii) Les seuls paramètres connus sont N_d et N_c . Cette supposition sur la forme d'onde de l'utilisateur primaire est raisonnable car ces paramètres

sont spécifiés par des standards et ils seront donc considérés comme connus par le détecteur ;

- (iv) Au niveau du récepteur, nous considérons que nous possédons K symboles OFDM consécutifs observés, de telle façon le signal reçu contient $L = K(N_d + N_c) + N_d$ échantillons.

Nous formons le produit r_n des deux échantillons du signal reçu y_n and y_{n+N_d} dont le décalage temporel est N_d sur toute la fenêtre d'observation, on pose :

$$\hat{r}_n = y_n y_{n+N_d}, \quad n = 0, \dots, K(N_d + N_c) - 1 \quad (4.11)$$

En exploitant la périodicité de la fonction d'autocorrélation des signaux OFDM induite par la présence d'un préfixe cyclique dans les données reçues. Cette période est égale à la longueur d'un symbole OFDM $N_s = N_c + N_d$. Supposons que les symboles OFDM sont indépendants, en moyennant la statistique donnée par (4.11) sur K symboles OFDM, on obtient une mesure de l'autocorrélation entre deux échantillons espacés de N_d . Cette fonction d'autocorrélation sur une période est exprimée par :

$$\hat{R}_i = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{r}_{i+k(N_d+N_c)}, \quad i = 0, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.12)$$

Le problème considéré revient au test d'hypothèses binaire, sous l'hypothèse H_0 toutes les valeurs estimées \hat{R}_i sont identiquement distribuées car on est en présence du bruit uniquement qui ne contient pas un préfixe cyclique. Par contre, sous l'hypothèse H_1 et suite à la redondance créée par l'insertion du préfixe cyclique CP d'une longueur N_c , nous trouvons que les N_c valeurs de \hat{R}_i à partir de $i = \theta$ possèdent une forte corrélation (des pics) et les autres N_d valeurs ont une faible corrélation.

La figure 4.3, illustre bien cette propriété intéressante en utilisant un signal OFDM avec les paramètres suivants : $N_d = 32$ (taille du block IFFT), taille du préfixe cyclique $N_c = N_d/4 = 8$ (25% de N_d), le nombre des symboles OFDM est $K = 500$ et le premier symbole OFDM est supposé d'être reçu à un instant $\theta = 19$.

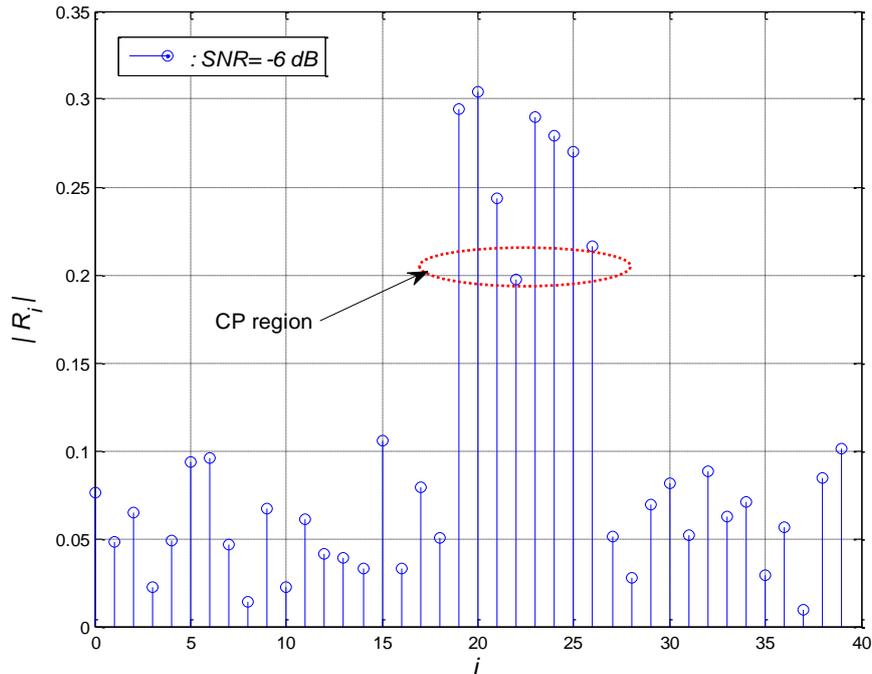


Fig. 4.3. La fonction d'autocorrélation d'un signal OFDM avec un préfixe cyclique.

Dans cette figure, nous constatons bien que seulement huit (08) échantillons appartenant à la région CP d'un symbole OFDM (Figure 4.1) présentent une valeur considérable de la corrélation par rapport aux autres valeurs. Donc il est clair, qu'en présence d'un signal OFDM la fonction d'autocorrélation présente des pics aux instants correspondant à la région CP d'un symbole OFDM. D'autre part, un bruit ou un signal qui ne possède pas cette propriété de corrélation cyclique produite par l'insertion du préfixe cyclique ont pratiquement une corrélation très faible.

En se basant sur cette observation, nous proposons notre détecteur qui sera capable de distinguer un signal OFDM d'un bruit, et qui prend en considération la difficulté pratique où le détecteur n'a aucune information sur le paramètre θ , la puissance du signal reçu σ_s^2 et la puissance du bruit σ_n^2 .

Considérons le vecteur de corrélation défini par $\hat{\mathbf{R}} = [\hat{R}_0 \hat{R}_1 \dots \hat{R}_{N_d+N_c-1}]^T$ et calculons le logarithme du rapport de maximum de vraisemblance donné par :

$$\begin{aligned}
 \Lambda_g(\hat{\mathbf{R}}) &= \ln \left(\frac{\max_{\theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2} f_{\hat{\mathbf{R}}/H_1}(\hat{\mathbf{R}}/H_1, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2)}{\max_{\sigma_n^2} f_{\hat{\mathbf{R}}/H_0}(\hat{\mathbf{R}}/H_0, \sigma_n^2)} \right) \\
 &= \max_{\theta} \ln \left(\frac{f_{\hat{\mathbf{R}}/H_1}(\hat{\mathbf{R}}/H_1, \theta, \widehat{\sigma}_n^2, \widehat{\sigma}_s^2)}{f_{\hat{\mathbf{R}}/H_0}(\hat{\mathbf{R}}/H_0, \widehat{\sigma}_n^2)} \right) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \lambda
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

où $\ln(\cdot)$ désigne le logarithme népérien, $\hat{\alpha}$ est l'estimateur ML du paramètre α et λ représente le seuil de décision. Pour des raisons de simplification nous considérons que les \hat{R}_i sont indépendants, ainsi les densités de probabilité (probability density functions - pdf's) de l'équation (4.13) sont données par :

$$f_{\hat{R}/H_i}(\hat{R}/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\hat{R}_k/H_i}(\hat{R}_k/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2), \quad i = 0,1. \quad (4.14)$$

Puisque les \hat{R}_k , $k = 0,1, \dots, N_d + N_c - 1$ sont des variables aléatoires complexes, elles peuvent être exprimées par la somme de deux variables aléatoires réelles $\bar{\hat{R}}_k$ et $\tilde{\hat{R}}_k$, c.à.d. $\hat{R}_k = \bar{\hat{R}}_k + j\tilde{\hat{R}}_k$ de manière similaire à celle utilisée dans [104], nous obtenons :

$$\bar{\hat{R}}_k = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \bar{\hat{r}}_{k+l(N_d+N_c)}, \quad k = 0, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.15)$$

et

$$\tilde{\hat{R}}_k = \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \tilde{\hat{r}}_{k+l(N_d+N_c)}, \quad k = 0, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.16)$$

Les densités de probabilité conditionnelles données par (4.14) peuvent être calculées en utilisant les deux équations (4.15) et (4.16) comme suit :

$$f_{\hat{R}/H_i}(\hat{R}/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{\hat{R}}_k, \tilde{\hat{R}}_k/H_i}(\bar{\hat{R}}_k, \tilde{\hat{R}}_k/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2), \quad i = 0,1. \quad (4.17)$$

d'où la nécessité de déterminer les densités de probabilité conjointes des variables aléatoires $\bar{\hat{R}}_k$ et $\tilde{\hat{R}}_k$ dans le cas des hypothèses H_0 et H_1 qui fera l'objet de la prochaine section.

4.5.1 Distribution de $\bar{\hat{R}}_i$ et $\tilde{\hat{R}}_i$ sous les hypothèses H_0 et H_1

Dans les systèmes de radio cognitive, la durée de détection (sensing time) est généralement de l'ordre de quelques centaines de *millisecondes*, ceci correspond à une fenêtre d'observation allant de centaines jusqu'à des milliers de symboles OFDM. Après une prise en considération de ces hypothèses, nous pouvons admettre

que les variables aléatoires \bar{R}_k et \tilde{R}_k sont des variables Gaussiennes selon le théorème de la limite centrale. Cette modélisation basée sur l'approximation Gaussienne des variables aléatoires \hat{R}_i , $i = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1$ est très répandue dans la littérature (voir les références [101], [102] et [104]) et que nous allons utiliser ici pour dériver une expression du test basé sur le rapport du maximum de vraisemblance. De plus, la détection des signaux OFDM est plus cruciale à des rapports signal sur bruit SNR faibles ($\sigma_n^2 \gg \sigma_s^2$) et nous utilisons cette approximation de faibles SNR pour simplifier le calcul des estimateurs ML. Dans ce régime de faible SNR, les parties réelles \bar{R}_k et les parties imaginaires \tilde{R}_k sont des variables aléatoires Gaussiennes décorrélatées [104]. Ainsi, les densités de probabilité de \bar{R}_k et \tilde{R}_k sous l'hypothèse H_0 sont données par :

$$f_{\bar{R}_k/H_0}(\bar{R}_k/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(\bar{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.18)$$

et

$$f_{\tilde{R}_k/H_0}(\tilde{R}_k/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(\tilde{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.19)$$

où $\sigma_0^2 = \sigma_n^4/2K$, σ_n^2 est la puissance du bruit et K est le nombre de symboles OFDM.

Sous l'hypothèse H_1 , nous avons deux cas possibles. Dans le premier cas, un signal OFDM est présent et l'indice k appartient à la région CP comme le montre la figure 4.3. Dans ce cas, les pdf's des \bar{R}_k sont donnés par :

$$f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(\bar{R}_k - \sigma_s^2)^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad k \in \text{région CP} \quad (4.20)$$

avec σ_s^2 est la puissance du signal reçu. Dans le deuxième cas, un signal OFDM est présent par contre k n'appartient pas à la région CP, les pdf's des \bar{R}_k sont définies comme suit :

$$f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(\bar{R}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad k \notin \text{région CP} \quad (4.21)$$

Quant aux pdf's des parties imaginaires $\tilde{\tilde{R}}_k$ sous l'hypothèse H_1 elles sont indépendantes de k et sont exprimées par :

$$f_{\tilde{\tilde{R}}_k/H_1}(\tilde{\tilde{R}}_k/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \exp\left(-\frac{(\tilde{\tilde{R}}_k)^2}{2\sigma_0^2}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1 \quad (4.22)$$

À partir de (4.19) et (4.22), nous observons que les variables aléatoires $\tilde{\tilde{R}}_k$ ont la même densité de probabilité pour $k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1$ et ne dépendent pas de quelle hypothèse est vraie. Seules les parties réelles $\overline{\tilde{R}}_k$ pour des valeurs de $k = 0, 1, \dots, N_d + N_c - 1$ dépendent des hypothèses H_0 et H_1 . Donc les parties imaginaires $\tilde{\tilde{R}}_k$ ne sont pas des fonctions discriminantes ce qui conduit à une meilleure simplification du rapport de vraisemblance comme nous allons le montrer dans la prochaine section.

Une interprétation intuitive du résultat obtenu est ainsi : la partie imaginaire de l'autocorrélation $\tilde{\tilde{R}}_k$ est une mesure de l'inter-corrélation des deux composantes en phase et en quadrature de phase du signal reçu, théoriquement elles sont indépendantes et identiquement distribués (i. i. d). En utilisant le théorème de la limite centrale et sous l'hypothèse des rapports signal sur bruit (SNR) faibles, les variables $\tilde{\tilde{R}}_k$ qui représentent l'intercorrélations sont identiquement distribués sous les deux hypothèses H_0 et H_1 . C'est un résultat direct de l'indépendance des composantes en phase et en quadrature de phase du signal reçu, par conséquent, cette composante n'est pas une fonction discriminante.

4.5.2 La règle de décision du détecteur proposé

Comme les variables $\overline{\tilde{R}}_k$ et $\tilde{\tilde{R}}_k$ sont des variables aléatoires gaussiennes décorrélatées [104], la densité de probabilité conjointe de \hat{R} en utilisant l'équation (4.17) devient :

$$f_{\hat{R}/H_i}(\hat{R}/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\overline{\tilde{R}}_k/H_i}(\overline{\tilde{R}}_k/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) f_{\tilde{\tilde{R}}_k/H_i}(\tilde{\tilde{R}}_k/H_i, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2), \quad i = 0, 1. \quad (4.23)$$

Par substitution de (4.23) dans (4.13), on obtient le logarithme du rapport de vraisemblance généralisé :

$$\begin{aligned}
 \Lambda_g(\widehat{\mathbf{R}}) &= \max_{\theta} \ln \left(\frac{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widehat{\mathbf{R}}_k/H_1}(\widehat{\mathbf{R}}_k/H_1, \theta, \widehat{\sigma}_n^2, \widehat{\sigma}_s^2) \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widetilde{\widehat{\mathbf{R}}}_k/H_1}(\widetilde{\widehat{\mathbf{R}}}_k/H_1, \theta, \widehat{\sigma}_n^2, \widehat{\sigma}_s^2)}{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widehat{\mathbf{R}}_k/H_0}(\widehat{\mathbf{R}}_k/H_0, \widehat{\sigma}_n^2) \prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widetilde{\widehat{\mathbf{R}}}_k/H_0}(\widetilde{\widehat{\mathbf{R}}}_k/H_0, \widehat{\sigma}_n^2)} \right) \\
 &= \max_{\theta} \ln \left(\frac{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widehat{\mathbf{R}}_k/H_1}(\widehat{\mathbf{R}}_k/H_1, \theta, \widehat{\sigma}_n^2, \widehat{\sigma}_s^2)}{\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\widehat{\mathbf{R}}_k/H_0}(\widehat{\mathbf{R}}_k/H_0, \widehat{\sigma}_n^2)} \right) \frac{H_1}{H_0} \geq \lambda
 \end{aligned} \quad (4.24)$$

A partir de l'équation (4.24), nous observons clairement que la statistique de test obtenue dépend *uniquement de la partie réelle* $\overline{\widehat{\mathbf{R}}}_k$ des variables aléatoires à valeurs complexes $\widehat{\mathbf{R}}_k$, tandis que la *partie imaginaire* ne contribue pas et n'apporte aucune information supplémentaire dans la formation de la statistique de test. Ce résultat est contraire à ce celui obtenu dans [104] et qui dépend des deux parties réelles et imaginaires. La figure 4.4 montre bien qu'effectivement seul la partie réelle $\overline{\widehat{\mathbf{R}}}_k$ possède une densité de probabilité qui dépend de k , alors que la partie imaginaire de $\widehat{\mathbf{R}}_k$ est indépendante de k .

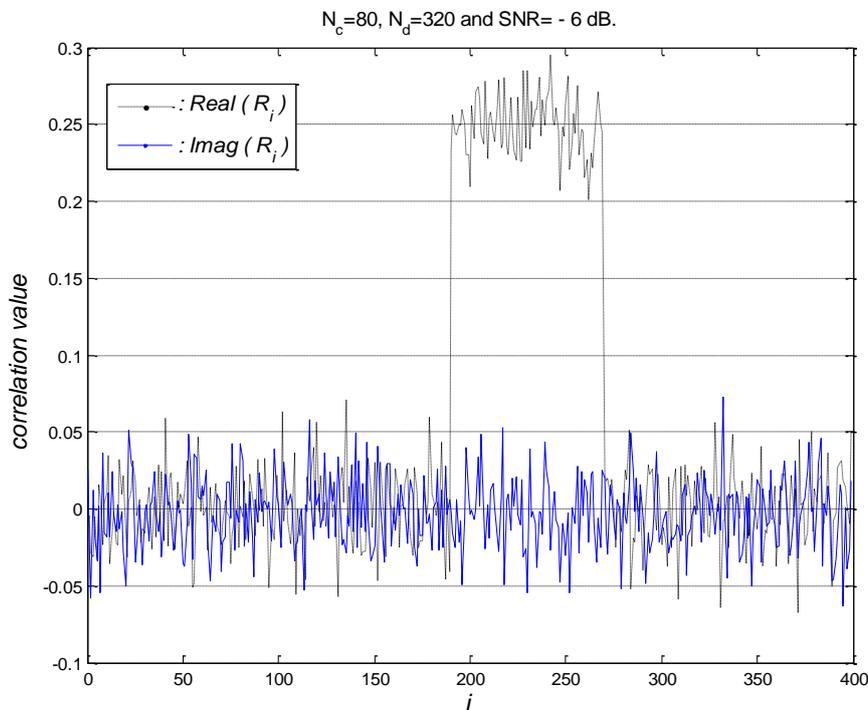


Fig. 4.4. La partie réelle et la partie imaginaire de la fonction d'autocorrélation d'un signal OFDM.

En substituant (4.18), (4.20), et (4.21) dans (4.23) nous obtenons les densités de probabilités de la partie réelle \bar{R}_k sous les hypothèses H_0 et H_1 par :

$$\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_0}(\bar{R}_k/H_0, \sigma_n^2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_0)^{N_d+N_c}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{k=0}^{N_d+N_c-1} (\bar{R}_k)^2\right) \quad (4.25)$$

et

$$\prod_{k=0}^{N_d+N_c-1} f_{\bar{R}_k/H_1}(\bar{R}_k/H_1, \theta, \sigma_n^2, \sigma_s^2) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_0)^{N_d+N_c}} \exp\left(-\frac{\sum_{k \in CP} (\bar{R}_k - \sigma_s^2)^2 + \sum_{l \notin CP} (\bar{R}_l)^2}{2\sigma_0^2}\right) \quad (4.26)$$

Nous pouvons montrer que, l'estimateur ML de la variance du signal σ_s^2 est :

$$\hat{\sigma}_s^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{k \in CP} \bar{R}_k \quad (4.27)$$

Pour l'estimation de la variance du bruit σ_0^2 , nous considérons uniquement les N_d variables aléatoires \bar{R}_k qui n'appartiennent pas à la région CP. D'où les estimateurs de σ_0^2 sous les hypothèses : présence du signal (H_1) et absence du signal (H_0) sont identiques et donnés par :

$$\hat{\sigma}_0^2/H_0 = \hat{\sigma}_0^2/H_1 = \frac{1}{N_d} \sum_{\substack{k=0 \\ k \notin CP}}^{N_d+N_c-1} (\bar{R}_k)^2 \quad (4.28)$$

On remarque aussi que le choix de prendre N_d échantillons (des données à l'extérieur de la région CP) pour estimer σ_0^2 est *réellement* un choix *judicieux*, parce que le fait d'avoir les mêmes estimés de σ_0^2 sous les deux hypothèses va beaucoup simplifier la règle de décision obtenue par la suite dans (4.29). En remplaçant les valeurs estimées de σ_0^2 et de σ_s^2 dans (4.25) et (4.26) et après quelques manipulations mathématiques on obtient la règle de la décision suivante :

$$\Lambda_g(\bar{R}) = \max_{\theta \in \{0, \dots, N_c+N_d-1\}} \left(\sum_{k \in CP} \bar{R}_k \right)^2 \begin{matrix} H_1 \\ \geq \\ H_0 \end{matrix} \eta \hat{\sigma}_0^2 \quad (4.29)$$

Cette équation peut être interprétée comme l'incorporation implicite d'un mécanisme de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur dans l'algorithme de détection, et

la corrélation maximale n'est obtenue que dans le cas d'une parfaite synchronisation. Pour éliminer cette phase de synchronisation, on classe les \bar{R}_k selon un ordre croissant de leurs amplitudes et on utilise seulement les N_c valeurs les plus significatives pour former la statistique de test :

$$\Lambda_g(\bar{R}) = \left(\sum_{j=N_d}^{N_d+N_c-1} \bar{R}_{os,j} \right)^2 \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta \widehat{\sigma_0^2} \quad (4.30)$$

Nous constatons que la statistique de test obtenue $\Lambda_g(\bar{R})$ n'est pas influencée par la multiplication des données reçues par une constante, donc le détecteur proposé est doté d'une capacité CFAR, où le seuil de décision est fixé pour une P_{fa} désirée indépendamment de la puissance du bruit, c.à.d. sans connaître la valeur de σ_n^2 .

Ceci peut être montré en normalisant les données reçus $y(k)$ dans (4.3) par un facteur σ_n pour obtenir $x(k) = y(k)/\sigma_n$. En utilisant cette substitution et après élimination du paramètre σ_n^4 des deux cotés de l'équation (4.29) la probabilité de fausse alarme P_{fa} qui est par définition $Prob \left\{ \Lambda_g(\bar{R}) > \eta \widehat{\sigma_0^2} / H_0 \right\}$ devient indépendante de la puissance du bruit σ_n^2 . Donc le détecteur utilisant le test donné par (4.30) est un détecteur CFAR. Nous remarquons aussi que le test donné par (4.30) possède une efficacité de calcul meilleure que celle du test (4.29) puisqu'il n'a besoin d'aucune information *à priori* sur le paramètre de synchronisation θ . Ceci a un impact direct sur la diminution du temps de détection (sensing time) après avoir éliminé le processus de recherche série implémenté sous forme d'une fenêtre glissante. Ce qui représente un bon résultat et c'est un avantage lors de l'implémentation en temps réel de notre algorithme.

Pour confirmer ce résultat et valider la procédure de classement proposée, nous comparons la statistique de test données par (4.29) avec celle de (4.30) réalisée par le biais d'une fenêtre glissante. Pour ce faire, nous utilisons dans la simulation un nombre de sous porteuses $N_d = 32$, un préfixe cyclique d'une taille qui représente 25% de longueur utile du symbole OFDM c.à.d. $N_c = N_d/4 = 8$, le nombre des symboles OFDM $K = 500$ et le premier symbole OFDM est reçu à

l'instant $\theta = 19$. Nous pouvons constater de la figure 4.5 que les deux statistiques sont identiques pour des rapports signal sur bruit supérieur à -15 dB.

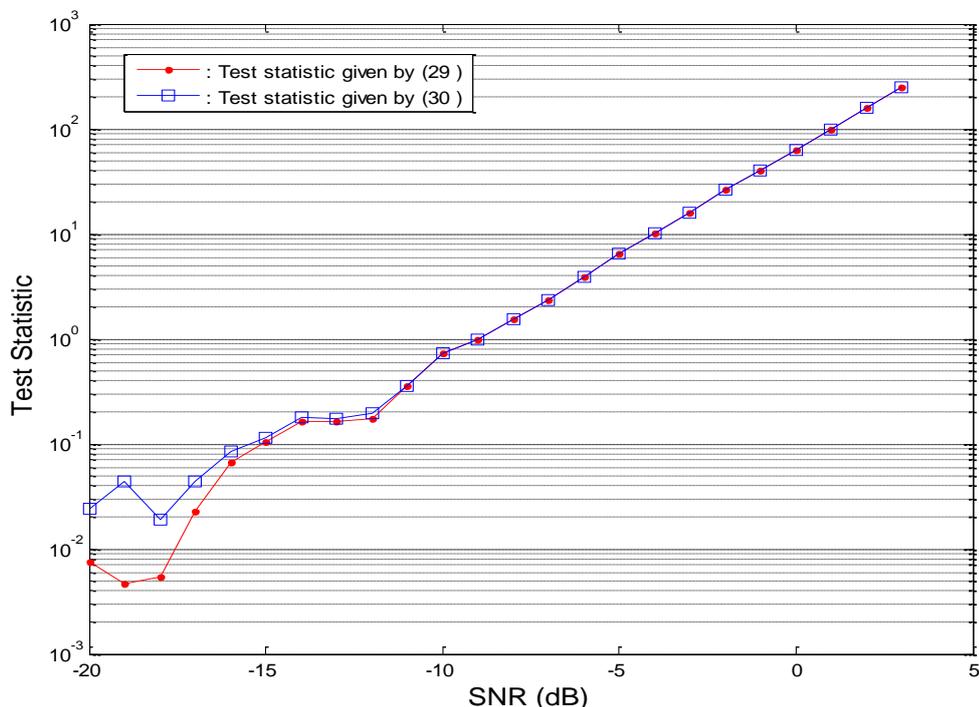


Fig. 4.5. Comparaison des statistiques de tests (4.29) et (4.30) en fonction du SNR.

Les différentes étapes de l'algorithme proposé pour la détection des signaux OFDM qui utilise un préfixe cyclique peuvent être résumées comme suit :

- (i) A partir des échantillons observés sur une fenêtre de longueur K symboles OFDM, nous calculons les $(N_c + N_d)$ valeurs de la partie réelle de la fonction d'autocorrélation avec un décalage temporel de N_d . Nous appelons ces valeurs « les cellules de corrélation » qui correspondent à une période de la fonction d'autocorrélation donnée par l'équation (4.15). C'est une terminologie largement utilisée dans le domaine radar ;
- (ii) La sortie du corrélateur qui représente ces cellules de corrélation, sont envoyées vers un registre à décalage d'une taille de $N_c + N_d$;
- (iii) Ces cellules subissent un traitement de telle façon qu'elles soient classées suivant un ordre croissant de leurs amplitudes pour former les statistiques ordonnées $\bar{R}_{os,0} \leq \bar{R}_{os,1} \dots \leq \bar{R}_{os,(Nd+Nc-1)}$, la statistique de test est formée à partir des valeurs $\bar{R}_{os,k}$ qui possèdent les plus grandes amplitudes, tandis

que les autres qui restent (faibles amplitudes) sont combinées pour former une estimation du niveau de bruit $\widehat{\sigma}_0^2$. La valeur obtenue est multipliée par une constante η appelée multiplicateur du seuil pour obtenir le seuil de décision $\eta \widehat{\sigma}_0^2$. Le multiplicateur du seuil η est choisi de telle façon à assurer une probabilité de fausse alarme P_{fa} désirée ;

- (iv) A la fin, nous comparons la statistique suffisante calculée $\Lambda_g(\widehat{R})$ donnée par (4.30) avec le seuil obtenu $\eta \widehat{\sigma}_0^2$ dans le but de prendre une décision sur la présence ou l'absence d'un signal OFDM comme le montre la figure 4.6.

L'algorithme que nous avons proposé, offre une complexité de calcul réduite en comparaison au test proposé par les auteurs dans [104]. Puisque dans le test de [104], nous devons calculer les moyennes empiriques R_i pour déterminer le rapport de vraisemblance et ce pour chaque valeur du paramètre de synchronisation θ ; $0 \leq \theta < N_c + N_d$ et prendre leurs valeur maximale comme statistique de test.

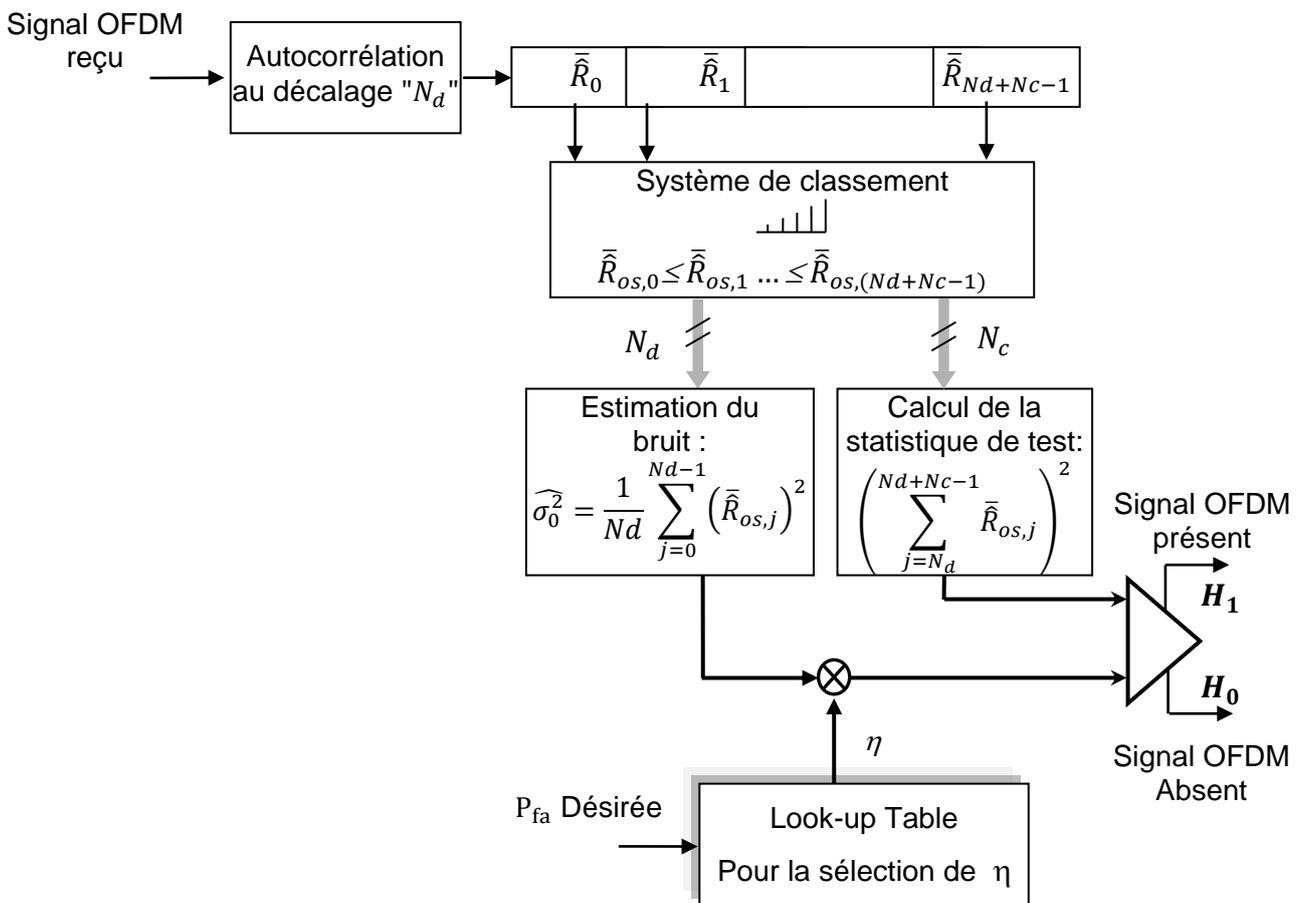


Fig. 4.6. L'algorithme adaptatif CFAR proposé pour la détection des signaux OFDM

Rappelons que dans le détecteur du spectre proposé, la connaissance *à priori* du paramètre θ n'est pas indispensable en plus la décision est réalisée dans une seule opération au lieu de $N_c + N_d$. Ce qui réduit théoriquement le temps de détection (sensing time) par $N_c + N_d$ fois. Cette propriété est très intéressante surtout lorsque l'utilisateur primaire devient actif et réclame sa bande de fréquence, face à cette situation un temps de réaction faible est nécessaire pour réduire les perturbations causées à l'UP lorsqu'il commence la transmission des données.

4.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS

Dans cette partie, nous examinons par des simulations de Monte-Carlo les performances du détecteur proposé basé sur le test (Generalized likelihood ratio test) GLRT en termes de la probabilité de détection P_d en fonction du rapport signal sur bruit SNR . Nous considérons le cas d'un canal bruit additif blanc et Gaussien (AWGN). L'utilisateur secondaire utilise un temps d'observation de K symboles OFDM de sorte que $L = K(N_d + N_c) + N_d$ échantillons sont utilisés dans chaque algorithme de détection.

Dans les simulations numériques effectuées, l'utilisateur primaire émis un signal OFDM avec une modulation 16-QAM, un nombre N_d de sous-porteuses et un préfixe cyclique (CP) d'une taille de N_c . La probabilité de détection a été obtenue en moyennant les résultats sur 1000 réalisations Monte-Carlo et la P_d en fonction du SNR est évaluée en maintenant une P_{fa} constante, où une $P_{fa} = 0,05$ est utilisée pour trouver le multiplicateur du seuil η . Il est indispensable de s'intéresser à la région des faibles SNR puisque l'US doit être capable de détecter des signaux très faibles surtout à la frontière d'une cellule, pour cela le SNR est varié de $-25 dB$ jusqu'à $0 dB$. Le multiplicateur du seuil est obtenu par simulation numérique de manière à assurer un taux de fausses alarmes constant, car une expression exacte de la P_{fa} n'est pas obtenue.

Avant d'évaluer les performances du détecteur proposé et comme l'estimation du niveau de bruit n'est pas exempt d'erreurs, nous considérons un premier scénario intéressant qui montre la limitation du détecteur d'énergie en présence d'une incertitude relative au niveau du bruit. De plus, on s'intéresse à ce détecteur d'énergie car il représente la limite supérieure des performances de détection pour

les autres détecteurs considérés dans cette partie, il est aussi important de mentionner que lorsque le niveau du bruit est connu au niveau du récepteur, le détecteur d'énergie est proche en termes de performances de détection du détecteur optimal [104]. Ensuite, une comparaison du détecteur proposé avec les détecteurs : détecteur d'énergie (ED), détecteur à fenêtre glissante (SW) et le détecteur d'Axell pour quelques scénarios pratiques sera effectuée.

4.6.1 Détecteur d'énergie avec incertitude sur le bruit

Sur la figure 4.7, nous illustrons les performances de détection de l'algorithme détecteur d'énergie dans le cas où il y a une incertitude sur le niveau du bruit σ_n^2 . Vue la présence du bruit thermique et/ou des transmissions des autres utilisateurs secondaires dans un canal de communication, la connaissance exacte de la puissance du bruit devient impossible. Donc une incertitude sur le niveau du bruit est toujours présente, elle est de l'ordre de $1\sim 2$ dB dans des environnements réels [106]. Dans nos simulations, "ED - α dB" indique que le détecteur d'énergie possède une incertitude de α dB.

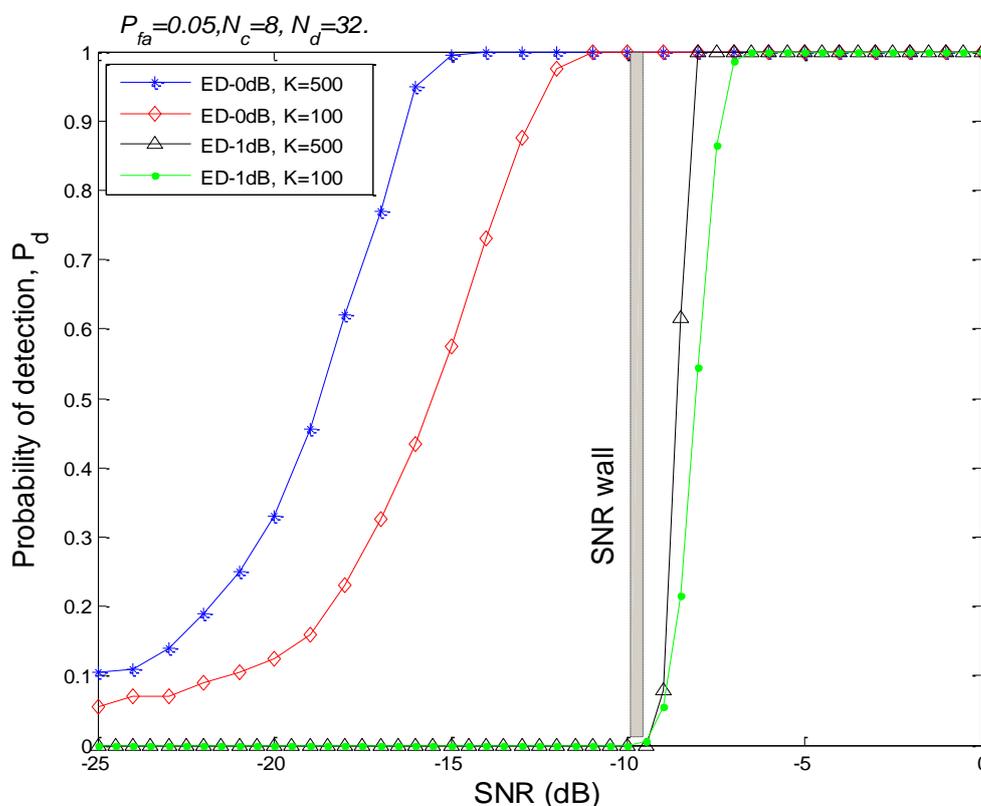


Fig. 4.7. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur d'énergie dans le cas d'une incertitude et sans incertitude sur le niveau du bruit.

Cette figure montre bien que théoriquement la dégradation des performances causées par un faible rapport signal sur bruit SNR peut être surmontée en augmentant la durée de la fenêtre d'observation ($K = 100$ et $K = 500$). Mais malheureusement, en pratique il existe une limite appelée " SNR wall" en dessous duquel la détection n'est plus possible indépendamment de la durée d'observation comme le montre clairement la figure 4.7. En fait, l'augmentation de la durée d'observation n'apporte aucune amélioration des performances dans la région des SNR faibles. Donc la présence d'une incertitude sur le niveau du bruit impose une limitation des performances du détecteur d'énergie. L'existence de cette limite a été vérifiée et validée sur le plan expérimental [113]. D'autre part, les systèmes de la radio cognitive ont besoin de détecteurs qui fonctionnent bien surtout dans la région des faibles SNR pour ne pas causer d'interférences à l'utilisateur primaire. C'est pour cela que nous avons développé un détecteur qui exploite les caractéristiques inhérentes du signal primaire afin d'améliorer les performances.

4.6.2 Varier la durée de la fenêtre d'observation

Dans ce deuxième scénario, nous examinons dans la figure 4.8 les performances du détecteur proposé pour plusieurs tailles de la fenêtre d'observation (sensing time).

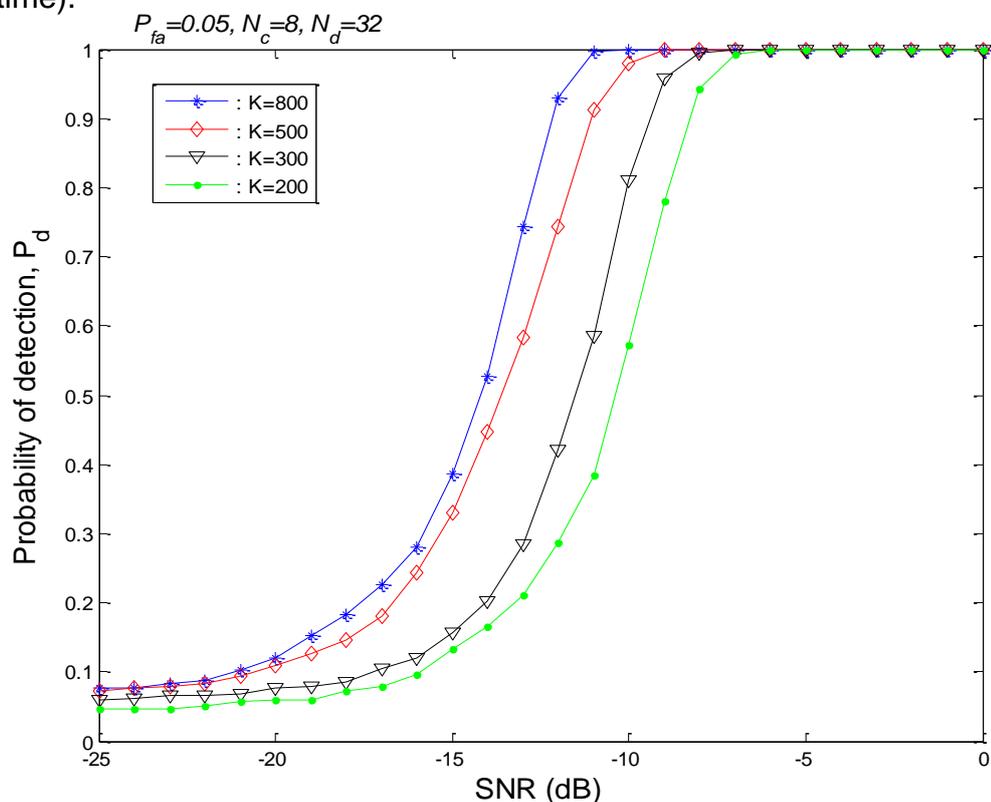


Fig. 4.8. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour plusieurs tailles de la fenêtre d'observation.

La durée d'observation joue un rôle important dans la détermination des performances du détecteur ainsi que l'énergie consommée par le détecteur. Pour avoir une information sur l'impact de sa taille $L = K(N_c + N_d) + N_d$ sur les performances, nous présentons la probabilité de détection en fonction du SNR pour différentes valeurs de L ou d'une manière équivalente pour plusieurs valeurs de K . La taille de la IFFT est fixée à 32, c.à.d. le nombre de sous porteuses est $N_d = 32$, un préfixe cyclique d'une taille qui représente 25% de la durée utile d'un symbole OFDM avant d'introduire le CP, c.à.d. $N_c = N_d/4 = 8$ et le nombre des symboles OFDM est varié de $K = 200$ jusqu'à $K = 800$.

D'après les résultats obtenus, nous constatons que la sensibilité du détecteur est améliorée par l'augmentation du nombre des symboles OFDM. En d'autres termes, une augmentation de la durée d'observation se traduit par une amélioration des performances. Toutefois, un compromis est nécessaire entre la durée d'observation et les performances de détection car une transmission opportuniste doit être interrompue le plus rapidement possible lorsque l'utilisateur primaire a besoin d'utiliser sa bande de fréquence. En plus, la durée d'observation a un effet direct sur la consommation d'énergie surtout lorsque la quantité des données à traiter est importante. En guise de conclusion, on peut dire que la durée d'observation est un paramètre très important qu'il faut prendre en considération dans l'optimisation des performances et de la consommation d'énergie d'un détecteur lors de la phase de conception.

4.6.3 Comparaison de plusieurs détecteurs

Une comparaison des performances du détecteur proposé avec les autres méthodes décrites dans la section 4.3 est montrée sur la figure 4.9, les performances du détecteur d'énergie sous l'hypothèse d'une connaissance *à priori* de la puissance du bruit σ_n^2 sont aussi tracées comme un modèle de référence (benchmark). Aucun détecteur ne peut surpasser ce détecteur d'énergie qui a été montré comme proche du détecteur optimal [104]. À partir des résultats obtenus, notre détecteur surpasse en matière de performances le détecteur d'Axell. Par exemple dans le cas du standard IEEE 802.22 WRAN un utilisateur primaire avec un signal DVB-T doit être détecté par un utilisateur secondaire avec une probabilité de détection $P_d > 0.9$ [114]. Pour une $P_d = 0.9$, l'amélioration des performances est de l'ordre de 0.84 dB.

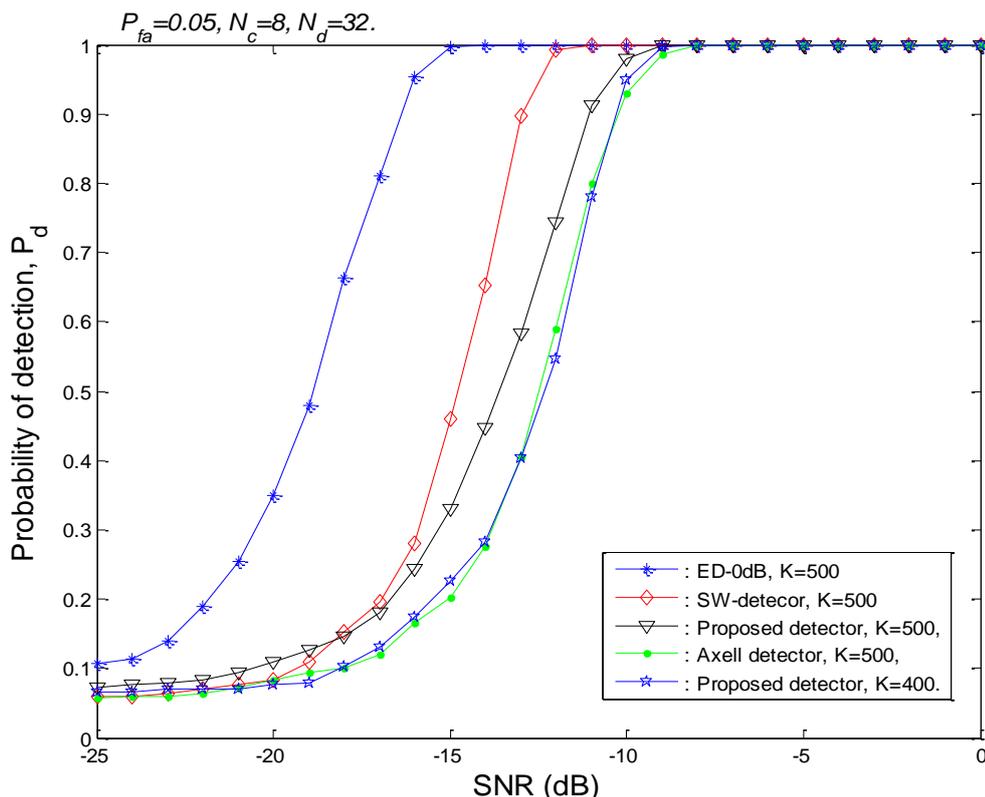


Fig. 4.9. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé comparé avec d'autres détecteurs (ED, SW et AXELL).

Le détecteur à fenêtre glissante (SW) semble être plus performant que le détecteur proposé, mais il a besoin de connaître avec exactitude la puissance du bruit σ_n^2 d'où ses performances sont affectées par le phénomène du « SNR Wall » comme on va le montrer par la suite. De la figure 4.9, il est apparent que lorsque le nombre des symboles K augmente, les performances du détecteur proposé sont de plus en plus proches de celles du détecteur SW qui suppose la connaissance exacte de σ_n^2 . C.à.d. lorsque le nombre des symboles OFDM $K \rightarrow \infty$ les deux détecteurs posséderont les mêmes performances. Nous remarquons aussi que le détecteur proposé avec $K = 400$ possède les mêmes performances que le détecteur d'Axell mais avec un nombre de symbole OFDM réduit ($K = 500$).

En pratique, le niveau du bruit est inconnu. La présence des interférences issues des autres utilisateurs secondaires ou d'un équipement électronique qui se trouve à proximité peut créer un bruit total d'une puissance σ_n^2 inconnue et qui peut aussi varier dans le temps. Les résultats de simulation présentés dans la figure 4.10

montrent l'impact d'une telle situation sur la robustesse du détecteur proposé en considérant une incertitude de 2 dB sur le niveau du bruit (c.à.d. une déviation de la puissance du bruit de 2 dB par rapport à la vraie valeur). Nous observons que notre détecteur est non seulement robuste, mais il est aussi doté d'une capacité d'adaptation aux conditions du canal radio. Le détecteur d'Axell est aussi robuste aux variations de la puissance du bruit. Par contre les performances du détecteur d'énergie sont sérieusement dégradées pour une petite incertitude sur le niveau du bruit et le détecteur SW semble d'être moins sensible que le détecteur d'énergie. En conclusion, le détecteur proposé qui utilise un seuil adaptatif et celui d'Axell possèdent de *meilleures performances* par rapport aux autres détecteurs considérés en *présence d'une petite incertitude* sur le niveau du bruit.

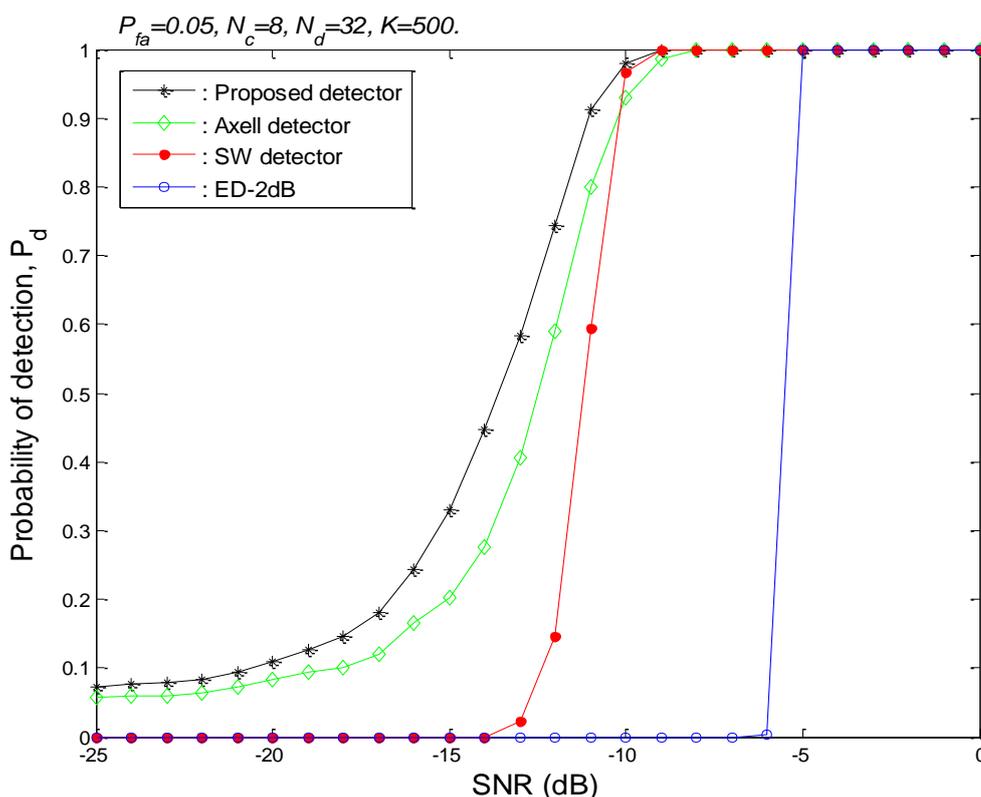


Fig. 4.10. Probabilité de détection en fonction du SNR des différents détecteurs pour une incertitude de 2 dB sur le niveau du bruit.

4.6.4 Effet de la variation de N_c et de N_d

Dans ce scénario et à travers les simulations effectuées, nous avons examiné l'effet de la taille N_c du préfixe cyclique et du nombre des sous porteuse N_d sur les

performances du détecteur proposé. L'utilisateur primaire émet un signal OFDM, pour des raisons de comparaison et afin d'utiliser la même fenêtre d'observation, nous choisissons une durée d'observation qui correspond à 20.000 échantillons du signal OFDM. La taille du préfixe cyclique est variée de 1 jusqu'à la valeur maximale N_d et N_d peut prendre des valeurs entre 16 et 128. À partir de la figure 4.11, Nous remarquons que la taille du préfixe cyclique est d'une grande importance dans l'amélioration des performances du détecteur étudié, en plus lorsque nous augmentons la taille du CP en remarque une amélioration considérable de la probabilité de détection. Ceci est due à une importante corrélation créée par la redondance des données dans le préfixe cyclique. Les meilleures performances sont obtenues lorsque $N_c = N_d$, c.à.d. lorsque la taille du préfixe cyclique est identique à la taille du symbole OFDM avant l'insertion de CP. Ce dernier cas ($N_c = N_d$), n'est pas réaliste mais il nous donne une idée sur l'effet de N_c dans l'amélioration des performances du détecteur proposé lorsque le niveau du bruit est inconnu par rapport au détecteur $ED - 0dB$ où le niveau du bruit est parfaitement connu.

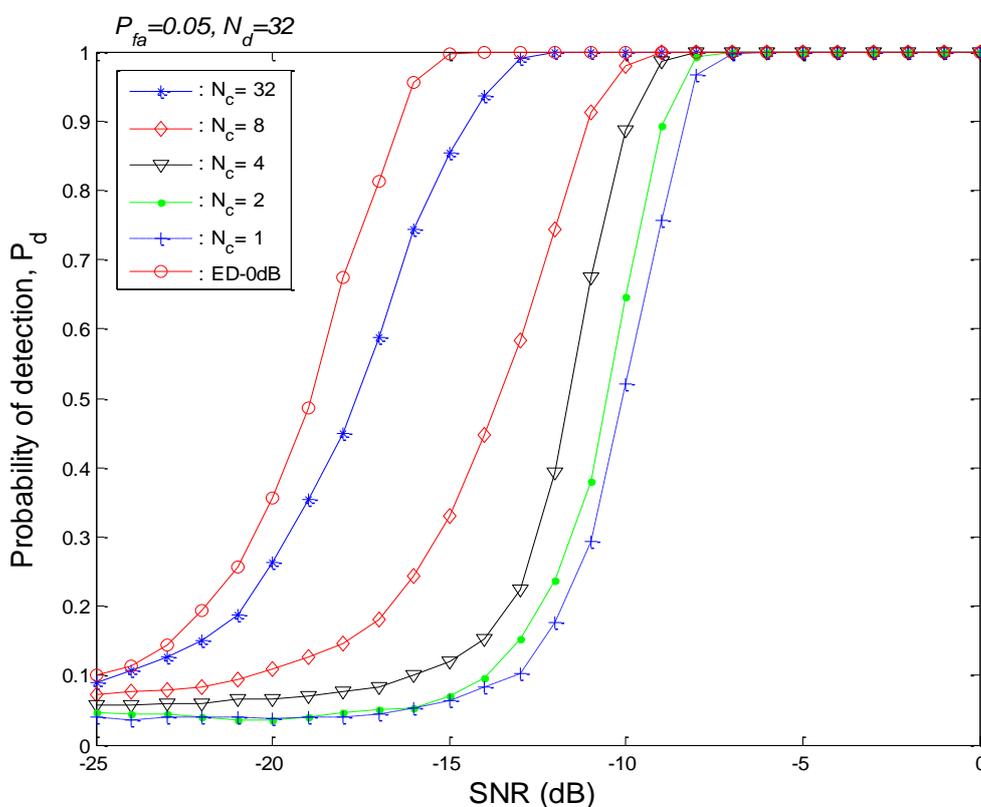


Fig. 4.11. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour différentes valeurs de N_c .

En réalité un nombre réduit des valeurs N_c est utilisé, par exemple le standard DVB-T utilise uniquement 4 valeurs différentes pour N_c . Dans la figure 4.12, nous traçons la probabilité de détection en fonction du SNR de notre détecteur pour différentes valeurs du nombre de sous porteuses N_d .

Nous observons à partir des résultats obtenus que plus le nombre de sous porteuse N_d est important, dégradées sont les performances du détecteur. Une interprétation de ce résultat est lorsque nous augmentons la valeur de N_d avec le maintien de N_c comme valeur fixe est équivalent à une réduction de N_c pour une valeur fixe de N_d (moins d'échantillons corrélés dans la région CP comme le montre la figure 4.3) ce qui réduit la probabilité de détection.

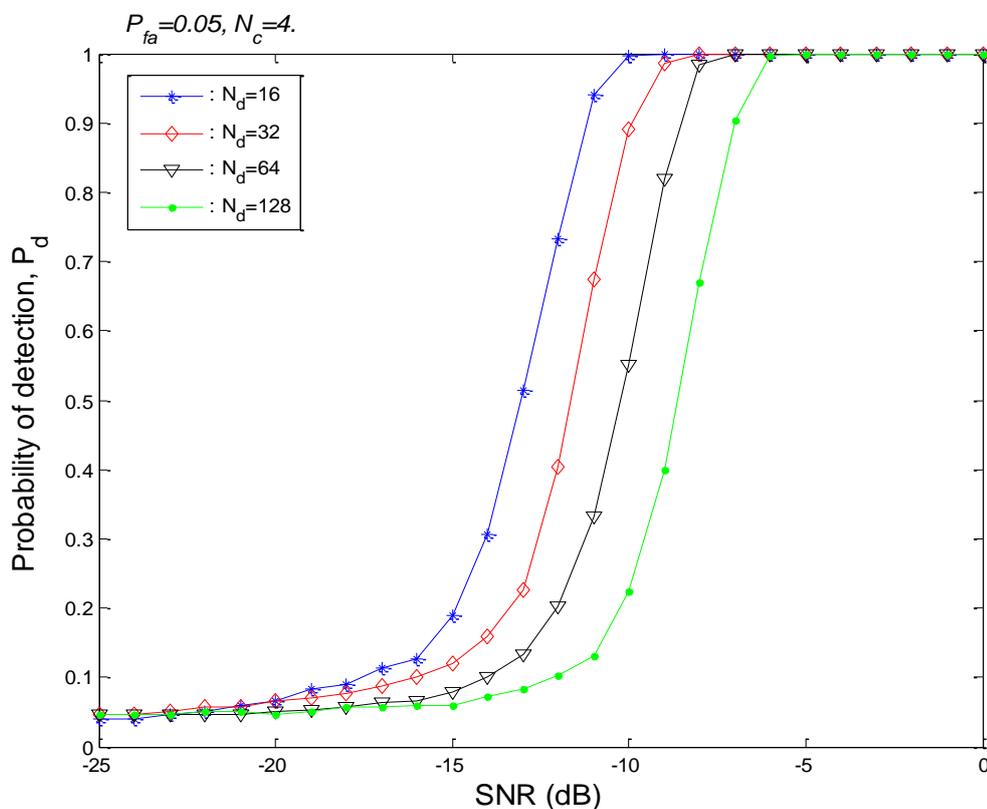


Fig. 4.12. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour différentes valeurs de N_d .

À partir des observations susmentionnées au sujet de N_c et de N_d nous déduisons que les performances de détection dépendent seulement du rapport N_c/N_d .

4.6.5 Performance de détection pour quelques standards

Pour valider l'hypothèse mentionnée en haut qui stipule que les performances de détection dépendent du rapport N_c/N_d nous traçons dans la figure 4.12 les performances de détection pour les 3 standards sans fils : WLAN, DVB-T2 et LTE qui utilisent des tailles différentes pour le préfixe cyclique ; ces standards peuvent être résumés comme suit [115] :

- WLAN : $N_d = 52$, $N_c = 13$, nombre des symboles OFDM $K = 462$ d'où la durée de la fenêtre d'observation $L = 462(N_d + N_c)$ et $(N_c/N_d = 1/4)$;
- DVB-T2 mode 1k : $N_d = 1024$, $N_c = 128$, nombre des symboles OFDM $K = 26$ et la durée de la fenêtre d'observation $L = 26(N_d + N_c)$ et $(N_c/N_d = 1/8)$;
- LTE : $N_d = 512$, $N_c = 36$, nombre des symboles OFDM $K = 55$ et la durée de la fenêtre d'observation $L = 55(N_d + N_c)$ et $(N_c/N_d = 0.07)$.

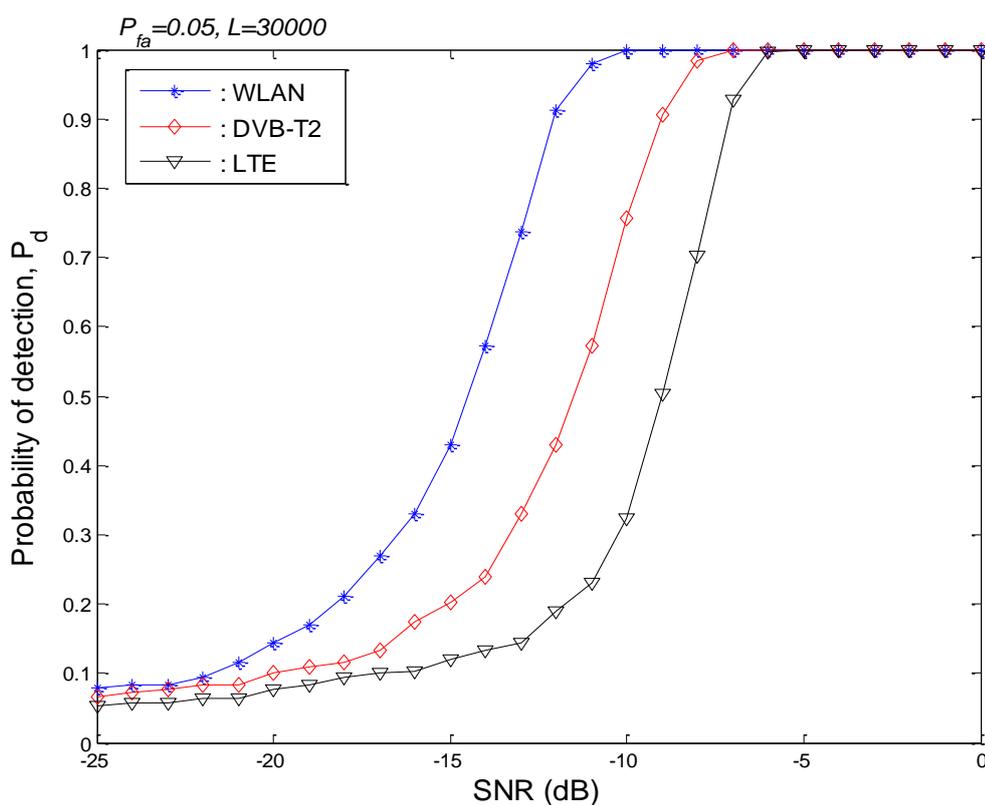


Fig. 4.13. Probabilité de détection en fonction du SNR du détecteur proposé pour les 3 standards de communication : WLAN, DVB-T2 et LTE.

Dans les simulations, nous avons considéré la même durée pour la fenêtre d'observation L qui correspond à 30.000 échantillons d'un signal OFDM avec les

paramètres N_c et N_d correspondants comme indiqué ci-dessus. Nous remarquons effectivement qu'une amélioration des performances de détection est enregistrée lorsque le rapport N_c/N_d du standard correspondant est important. Ce qui confirme l'hypothèse déjà avancée en haut.

4.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé un algorithme rapide pour la détection des signaux CP-ODM non synchronisés noyés dans un bruit additif blanc et Gaussien (AWGN). Un algorithme de détection efficace en termes de calcul a été obtenu, il est basé sur la périodicité de la fonction d'autocorrélation due à la redondance créée par l'insertion d'un préfixe cyclique dans les signaux CP-OFDM.

L'algorithme utilise une estimation de la puissance du bruit pour fixer un seuil adaptatif qui assure un taux de fausses alarmes constant même en présence de fluctuations sur la puissance du bruit suite à un bruit thermique variant dans le temps ou à une présence d'interférences causées par d'autres utilisateurs.

Les performances du détecteur proposé sont examinées par des simulations Monte Carlo en utilisant des signaux OFDM où plusieurs scénarios ont été considérés et les performances sont comparées aux détecteurs suivants : détecteur d'énergie, le détecteur à fenêtre glissante et le détecteur d'Axell.

Les résultats obtenus, montrent une amélioration des performances à des faibles SNRs, une complexité de calcul réduite et un temps d'observation faible. Cette dernière caractéristique est d'une importance capitale pour l'implémentation de notre algorithme dans les systèmes de la radio cognitive. En plus, contrairement au détecteur d'énergie notre détecteur est robuste aux fluctuations du niveau du bruit et dépasse les performances de la méthode proposé dans [104].

Pour conclure, nous imaginons que le détecteur proposé peut être considéré comme un bon candidat d'une implémentation pratique dans un système de radio cognitive pour optimiser l'usage du spectre radio surtout en présence d'un bruit variant dans le temps.

CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette thèse, nous avons développé deux algorithmes de détection adaptative CFAR appliqués à des signaux DS-CDMA et CP-OFDM qui sont à la base des systèmes de communication de nouvelle génération. Dans les deux problèmes étudiés, nous avons considéré le cas d'un canal radio dynamique (bruit de fond varie dans le temps) qui est proche d'un scénario réel. Les principales contributions de ce travail ont fait l'objet du troisième chapitre et du cinquième chapitre.

En guise de préliminaire à notre travail, dans le chapitre 1 nous avons présenté quelques concepts sur les communications par étalement du spectre CDMA, nous nous sommes intéressés particulièrement à l'étalement du spectre par séquence directe en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons aussi présenté les différentes familles de séquences PN susceptibles d'être employés dans un système DS-CDMA en montrant que l'alignement de ces codes entre l'émetteur et le récepteur est une condition nécessaire pour la démodulation du signal reçu. Le signal est véhiculé jusqu'au récepteur à travers le canal radio. Plusieurs modèles du canal radio ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissements qui caractérisent les communications radio-mobiles. A la fin de ce chapitre, nous avons rappelé les notions de base de la théorie de détection et le principe du seuillage adaptatif CFAR.

Dans le chapitre 2, nous avons passé en revue le principe de la synchronisation entre le code à l'émission et le code reçu en abordant les différentes techniques utilisées. Après avoir présenté le concept des antennes intelligentes qui suscite un grand intérêt de la part de la communauté scientifique nous avons développé le nouveau schéma d'acquisition du code PN basé sur l'utilisation des antennes intelligentes et d'un seuil adaptatif CFAR qui exploite l'indice de variabilité des statistiques ordonnées et l'algorithme de censure automatique appelée ODV-CFAR. L'algorithme de censure est utilisé pour éliminer un nombre inconnu d'interférences dans un canal de communication à évanouissement de type Rayleigh avec la présence du phénomène de multi-trajets. Le block de censure automatique exploite

les statistiques ordonnées pour déterminer le nombre des échantillons indésirables et les éliminer de la fenêtre de référence. Une expression de la probabilité de fausse alarme a été obtenue tandis que les performances du système proposé ont été évaluées par des simulations de Monte-Carlo. Les résultats de simulation montrent bien que le système d'acquisition proposé possède une grande robustesse aux interférences causées par le phénomène multi-trajets et d'accès multiples (MAI) en comparaison avec les processeurs conventionnels comme les détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR.

Dans le chapitre 3, nous avons présenté le concept de la radio cognitive, en s'intéressant à la détection du spectre qui est un des problèmes fondamentaux de la radio cognitive et qui est d'une importance capitale. Suivi par un état de l'art des techniques les plus utilisées pour la détection des trous de spectre. En outre, nous avons présenté leurs fonctionnements, caractéristiques, avantages et limites. Les techniques de détections étudiées envisagent des scénarios bien précis. Pour certaines de ces techniques, il est clair que dans des environnements radio dynamiques, les performances de détection sont très limitées.

Le chapitre 4 a été consacré au problème de la détection des signaux CP-OFDM non synchronisés noyés dans un bruit blanc additif Gaussien (AWGN) dans un contexte de la radio cognitive. Pour cela, un algorithme de détection rapide a été obtenu. Il est basé sur la propriété de cyclostationnarité due à la redondance créée par l'insertion d'un préfixe cyclique dans les signaux CP-OFDM, c.à.d. la périodicité de la fonction d'autocorrélation. L'algorithme utilise une estimation de la puissance du bruit pour fixer un seuil adaptatif qui assure un taux de fausses alarmes constant même en présence de fluctuations de la puissance du bruit causée par un bruit thermique variant dans le temps ou des interférences des autres utilisateurs.

Les résultats de simulations, montre que les performances du détecteur proposé dans la région de faibles SNR sont meilleurs en comparaison avec quelques détecteurs trouvés dans la littérature. Ce détecteur possède aussi un temps d'observation faible. Une caractéristique d'une importance capitale pour l'implémentation hardware de notre algorithme dans un système de radio cognitive. En plus, contrairement au détecteur d'énergie, le détecteur que nous avons proposé est robuste aux fluctuations du niveau du bruit.

Comme perspectives aux travaux réalisés dans cette thèse, nous proposons :

Au chapitre 2, nous avons proposé une méthode pour l'acquisition du code PN basée sur la recherche série. Dans une perspective future, il serait intéressant de traiter ce problème pour d'autres stratégies de recherche (parallèles, hybrides) par souci de minimisation du temps moyen d'acquisition des codes PN.

S'agissant enfin du canal de transmission, la plupart des systèmes d'acquisition du code PN proposés dans la littérature prend en charge uniquement le phénomène d'évanouissement à court terme (Rayleigh fading), il est donc intéressant d'analyser ce système d'acquisition PN en présence des évanouissements combinés courts termes et longs termes. La distribution K a été utilisée dans les applications radars à haute résolution, récemment elle attire beaucoup d'attention dans la modélisation combinée de l'évanouissement de Rayleigh et l'effet de masque (shadowing).

Nous avons considéré la détection des signaux CP-OFDM dans un canal (AWGN), Il serait donc intéressant d'étendre l'étude pour le cas d'un canal de Rayleigh avec la présence de trajets multiples et d'évaluer les performances du détecteur proposé qui exploite la corrélation induite par le préfixe cyclique.

Dans le domaine de la radio cognitive, les utilisateurs secondaires doivent être capables de détecter très rapidement la présence d'un utilisateur primaire afin de libérer les fréquences réservées par celui-ci. Ainsi, chaque utilisateur secondaire potentiel doit connaître à tout instant l'état d'occupation du spectre. A cause du phénomène d'évanouissement dans les canaux de transmission radio, le résultat de détection d'un seul utilisateur n'est pas toujours exact. Pour résoudre ce problème et le problème du terminal caché, c'est-à-dire lorsqu'un utilisateur secondaire ne voit pas l'utilisateur primaire mais en revanche perturbe fortement le récepteur primaire, on fait appel à la coopération entre les utilisateurs secondaires, pour cela nous proposons d'étudier ce cas.

Nous proposons aussi une validation expérimentale du détecteur proposé pour tester l'adéquation avec les résultats obtenus par les simulations effectuées en utilisant une radio reconfigurable par logiciel (SDR, Software Defined Radio).

APPENDICE A

Dans cet appendice, nous dérivons les statistiques des variables aléatoires des trois composantes de l'interférence à savoir : l'auto-interférence, l'interférence d'accès multiple (MAI) et le bruit thermique. La composante en phase du signal reçu de l'utilisateur d'intérêt de l'équation (3.12) est donnée par [32]

$$Y_{D,l}^I = \frac{\alpha_{1l} \cos(\phi_{1l})}{RT_c} [\Delta_1 R_R(j, N + 1) + (T_c - \Delta_1) R_R(j, N)] \quad (A.1)$$

Dans l'équation (A1), Δ_1 représente une variable uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, T_c]$ et $R_R(j, N)$ est la fonction d'autocorrélation partielle du code PN de l'utilisateur primaire (d'intérêt) définie par

$$R_R(j, N) = \sum_{s=0}^{R-1} C_{1,s+j} C_{1,s+j+N} \quad (A.2)$$

La composante en phase du terme représentant l'interférence de l'accès multiple (MAI) peut être aussi exprimée par

$$Y_{MAI,k,l}^I = \frac{\sqrt{\beta} \alpha_{kl} \cos(\phi_{kl})}{RT_c} [\Delta_k R_R^{(k)}(j, N + 1) + (T_c - \Delta_k) R_R^{(k)}(j, N)] \quad (A.3)$$

Avec $\beta = P_I/P_R$ est le rapport entre la puissance de l'utilisateur d'interférence P_I et la puissance de l'utilisateur d'intérêt P_R , $R_R^{(k)}(j, N + 1)$ est le résultat de l'intercorrélacion partielle entre la séquence reçue et le code généré localement relatif à l'utilisateur d'intérêt, elle peut être exprimée par

$$R_R^{(k)}(j, N) = \sum_{s=0}^{R-1} C_{k,s+j} C_{1,s+j+N} \quad (A.4)$$

Finalement la composante en phase du bruit thermique est donnée par

$$N_m^I = \frac{1}{\sqrt{P_R} RT_c} \int_0^{RT_c} n_m^I(t) C_1 \left(t - j \frac{T_c}{2} \right) dt \quad (A.5)$$

Les composantes en quadrature de phase peuvent être dérivées des expressions des composantes en phase en remplaçant $\cos(\cdot)$ par $\sin(\cdot)$ dans les équations précédentes.

On doit noter que le système d'acquisition ne peut s'aligner qu'avec le signal d'un seul trajet, les autres signaux issus des $(L - 1)$ trajets représente l'auto-interférence pour le signal du trajet aligné. Cependant, le terme de l'utilisateur d'intérêt peut être s'écrire comme suit

$$\left[Y_{D,l}^I + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{L-1} (Y_{D,k}^I) \right] = \frac{3}{4} \alpha_{kl} \cos(\phi_{kl}) + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{L-1} (Y_{D,k}^I) \quad (A.6)$$

Puisque les variables α_{kl} sont supposées être indépendantes et identiquement distribuées (I.I.D) selon une loi de Rayleigh avec une densité de probabilité donnée par l'équation (3.8) et ϕ_{kl} sont des variables uniformément distribuées sur $[0, 2\pi)$, donc le premier terme dans (A.6) est une variable aléatoire Gaussienne [50] avec une moyenne zéro et une variance donnée par

$$E \left[\left(\frac{3}{4} \alpha_{kl} \cos(\phi_{kl}) \right)^2 \right] = \frac{9\sigma_f^2}{32} \quad (A.7)$$

A partir de (A.1), le second terme de (A.6) est modélisé par une variable Gaussienne de moyenne nulle, on peut montrer que chaque élément des $(L - 1)$ trajets possède la variance suivante

$$E[(Y_{D,l}^I)^2] = \frac{\sigma_f^2}{3R} \quad (A.8)$$

Le terme qui représente l'interférence d'accès multiple (MAI) donné par (A.3) peut être aussi approximé par une variable Gaussienne d'une moyenne nulle et une variance de

$$Var(Y_{MAI,k,l}^I) = \frac{\beta \sigma_f^2}{3R} \quad (A.9)$$

Enfin la composante en phase du bruit donnée par (A.5) est aussi une variable Gaussienne d'une moyenne nulle et une variance de

$$E[(N_m^I)^2] = \frac{1}{2R S_{chip}} \quad (A.10)$$

avec $S_{chip} = P_R T_c / N_0$ est le rapport signal sur bruit par chip $SNR/chip$.

De la même manière, on peut obtenir les statistiques des composantes en quadrature de phase en suivant la même démarche.

Lorsque le code reçu du $l^{\text{ème}}$ trajet est aligné avec le code PN généré localement (Hypothèse H_1), les composantes en phase et en quadrature de phase du terme 1 de l'équation (3.12) sont des variables Gaussiennes de moyenne zéro et de variance

$$E \left[\left(Y_{D,l}^I + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{L-1} (Y_{D,k}^I) \right)^2 \right] = \frac{9\sigma_f^2}{32} + \frac{(L-1)\sigma_f^2}{3R} \quad (A.11)$$

$Y_{MAI,k}^I$ dans (3.17) sont aussi des variables Gaussiennes avec une moyenne nulle et une variance

$$E \left[(Y_{MAI,k}^I)^2 \right] = \frac{L\beta\sigma_f^2}{3R} \quad (A.12)$$

Enfin, le terme 3 est une variable Gaussienne de moyenne zéro et d'une variance exprimée par (A.10)

$$E(N_m^{I2}) = \frac{1}{2R S_{chip}} \quad ; m = 1, 2, \dots, M. \quad (A.13)$$

APPENDICE B

Dans cet appendice, nous présentons une démonstration de l'équation (3.38) pour trouver une formule qui définit la relation entre le multiplicateur du seuil T_k et la probabilité de fausse alarme désirée P_{fa} et ce après avoir trouvé la densité de probabilité de la variable Q dans l'équation (3.34).

Considérons une population $\{q_1, q_2, \dots, q_{N_c}\}$ composée de N_c variables aléatoires (I.I.D), si on suppose que $\{Z_1, Z_2, \dots, Z_{N_c-k}\}$ est l'ensemble des variables qui restent après la censure des k échantillons les plus forts de l'ensemble $\{q_i\}; i = 1; N_c$. Puisque les variables q_i sont des variables (I.I.D), donc les variables $Z_i, i = 1, \dots, N_c - k$ sont aussi (I.I.D). D'après [108], la $i^{\text{ème}}$ variable ordonnée possède la densité de probabilité suivante

$$g_i(z) = \frac{N_c!}{(N_c - i)! (i - 1)!} [F_Z(z)]^{i-1} [1 - F_Z(z)]^{N_c-i} f_Z(z) \quad (B.1)$$

Où $F_Z(z)$ et $f_Z(z)$ sont la fonction de distribution et la densité de probabilité respectivement, commune des N_c variables (I.I.D) avant de procéder au classement selon un ordre croissant de leurs amplitudes. Elles sont exprimées par

$$f_Z(z) = \frac{1}{M2\sigma_0^2} \exp\left(\frac{-z}{M2\sigma_0^2}\right) \text{ and } F_Z(z) = 1 - \exp\left(\frac{-z}{M2\sigma_0^2}\right) \quad (B.2)$$

Puisque chaque variable Z_i possède les mêmes chances d'avoir un rang de classement de 1 jusqu'à $N_c - k$, sa densité de probabilité $h_k(z)$ peut être obtenue en moyennant (B.1) par une densité de probabilité uniforme du rang i de la variable Z_i pour obtenir

$$h_k(z) = \frac{1}{N_c - k} \sum_{l=1}^{N_c-k} g_l(z) \quad (B.3)$$

En utilisant (B.1) et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons une expression de la fonction densité de probabilité des $N_c - k$ variables aléatoires après l'élimination des k échantillons comme dans [66] par

$$h_k(z) = \frac{N_c}{(N_c - k)} f_Z(z) \left\{ 1 - \sum_{m=0}^{k-1} \binom{N_c - 1}{m} F_Z(z)^{N_c - m - 1} [1 - F_Z(z)]^m \right\} \quad (B.4)$$

En utilisant la transformée de Laplace de l'équation (B.4), on trouve que la fonction génératrice des moments MGF $\Phi_Q(\cdot)$ est exprimée par

$$\Phi_Q(\omega) = \left\{ \frac{N_c}{(N_c - k)} \left[\frac{1}{1 + M2\sigma_0^2\omega} - \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{j=0}^{N_c - m - 1} \binom{N_c - 1}{m} \binom{N_c - m - 1}{j} (-1)^j \frac{1}{M2\sigma_0^2\omega + m + j + 1} \right] \right\}^{N_c - k} \quad (B.5)$$

On pose $\omega = T_k/M2\sigma_0^2$ et par substitution de l'équation (B5) dans (3.37), la probabilité de fausse alarme est obtenue par

$$pfa = \left\{ \frac{N_c}{(N_c - k)} \left[\frac{1}{1 + T_k} - \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{j=0}^{N_c - m - 1} \binom{N_c - 1}{m} \binom{N_c - m - 1}{j} (-1)^j \frac{1}{T_k + m + j + 1} \right] \right\}^{N_c - k} \quad (B.6)$$

REFERENCES

- [1] R. Steele, C. C. Lee and P. Gould, GSM, cdma one and 3G Systems. Chichester: John Wiley & Sons, 2001.
- [2] Frenzel, E. Louis, Principles of Electronic Communication Systems, 3rd Edition, McGraw Hill, 2008.
- [3] G. R. Cooper, Modern communications and spread spectrum. New York: McGraw-Hill, 1986
- [4] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communication, Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [5] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—A tutorial," IEEE Transactions on Communications, vol.30, pp. 855-884, May 1982.
- [6] K. Phalavan and A. H. Levesque, wireless information networks, editions Wiley, 1995.
- [7] 3GPP-201, "TS.25.201 UMTS; physical layer-general description," 3GPP Technical Specification, Tech. Rep., March 2001, version 4.0.0.
- [8] IEEE11.b, "IEEE standard 802.11b," IEEE Standardization, Tech. Rep., 1999.
- [9] IEEE15.1, "IEEE standard 802.15.1, specification of the bluetooth system, version1.2," IEEE Standardization, Tech. Rep., November 2003.
- [10] IEEE15.4, "IEEE standard 802.15.4," IEEE Standardization, Tech. Rep., May 2003.
- [11] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz et B. K. Levitt, Spread Spectrum communications, Computer Science Press, Maryland, première édition, 1985.
- [12] 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.
- [13] 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.

- [14] S. Blackburn, "A Note on Sequences with the Shift and Add Property," *Designs, Codes, and Crypt.*, vol. 9, pp. 251-256, 1996.
- [15] R. L. Peterson, R. E. Ziemer et D. E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Prentice Hall, New Jersey, première édition, 1995.
- [16] H. H. Chen, *The Next Generation CDMA Technologies*. England: John Wiley & Sons, Ltd. 2007.
- [17] S. Haykin, *Communications Systems*, New York: John Wiley and Sons, 1983.
- [18] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [19] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, part 1: Characterisation, part 2: Mitigation. *IEEE Com. Magazine*, pages 136-155, Sept. 1997.
- [20] P. Mohana Shankar, *Fading and shadowing in wireless systems*, Springer Science, 2011.
- [21] A. Goldsmith, *Wireless communications, Second Edition*, Cambridge University, 2005.
- [22] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1984.
- [23] A. Abdi and M. Kaveh, "On the utility of Gamma PDF in modeling shadow fading (slow fading)," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol.3, pp. 2308-2312, May 1999.
- [24] H. L. Van Trees, "Detection, Estimation, and Modulation Theory", John Wiley and sons, Part1, New York, 1968.
- [25] H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive Detection Mode With Threshold Control as a function of spatially sampled Clutter level Estimates", *RCA Review*, Vol. 29, PP. 414-464, September 1968.
- [26] C. E. Cook and H. S. Marsh, "An introduction to spread spectrum," *IEEE Communications Magazine*, vol. 30, pp. 8-16, March 1983.
- [27] D. Torrieri, *Principles of spread-spectrum communication systems*, 4th edition, Springer, 2018.
- [28] K. S. Zigangirov, *Theory of Code Division Multiple Access Communications*, Chichester : John Wiley & Sons, 2004.

- [29] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel," *IEEE Trans on Communications*, vol. 38, No. 7, pp. 992-998, 1990.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] 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.
- [33] A. Polydoros, "On the synchronization aspects of direct sequence spread-spectrum systems," Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, University of Southern California, 1982.
- [34] J. Linatti, "On the threshold setting principles on code acquisition of DS-SS signals", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 62-72, 2000.
- [35] C. J. Kim, H. J. Lee, and H.S. Lee, "Adaptive Acquisition of PN Sequences for DSSS Communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 8, pp. 993-996, August 1998.
- [36] C. J. Kim, "Adaptive Acquisition of PN Code in Multipath Fading Mobile Channels", *Electronics Letters*, vol.38, no. 2, pp. 135-137, January 2002.
- [37] S. Benkrinah and M. Barkat, "An adaptive acquisition using order statistic CFAR in DS-CDMA serial search for a multipath Rayleigh fading channel", *Proceedings of the Third IEEE International Conference on Systems, Signals and Devices*, Tunisia, 2005.
- [38] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas*, Morgan & Claypool Publishers, First Edi. Arizona, 2007.
- [39] A. Polydoros and C. L. Weber : "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition – part I: general theory", *IEEE Trans. Commun.*, vol.32, pp. 542-549, May 1984.

- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 45, pp. 643-656, April 1996.
- [43] 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.
- [44] H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates," *RCA Review*, Vol. 29, pp. 414-464, Sep. 1968.
- [45] D. Kedia, "Comparative analysis of peak correlation characteristics of non-orthogonal spreading codes for wireless systems," *International Journal of Distributed and Parallel Systems (IJDPS)*, Vol. 3, No. 3, pp. 63-74, May 2012.
- [46] X. Zhang, X. Gao and Z. Wang, "Blind parallel multiuser detection for smart antenna CDMA system over multipath fading channel," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 89, pp. 23-38, 2009.
- [47] L. C. Godara, *Smart Antennas*, 1st Edition, CRC Press LLC, New York, NY, 2004.
- [48] B. Wang and H. M. Kwon, "PN code acquisition using smart antenna for spread-spectrum wireless communications—Part I," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 52, No. 1, pp. 142-49, January 2003.
- [49] B. Wang and H. M. Kwon, "PN code acquisition for DS-CDMA systems employing smart antennas Part II," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 1, pp. 108-117, Jan. 2003.
- [50] A. Sofwan and M. Barkat, "PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding trimmed-mean CFAR processing for CDMA communication," *Spring World Congress on Engineering and Technology, SCET 2012*, pp. 1-4, China, May 2012.

- [51] P. P. Gandhi and S. A. Kassam, "Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 24, No. 4, pp. 427-445, Jul. 1988.
- [52] N. Alhariqi, M. Barkat and A. Sofwan, "Serial PN acquisition using smart antenna and censored mean level CFAR adaptive thresholding for a DS/CDMA mobile communication, " 14th IEEE International Conference on High Performance Computing and Communications (HPCC 2012), pp. 1193-1198, Liverpool, UK, Jun. 2012.
- [53] J. T. Rickard and G. M. Dillard, "Adaptive detection algorithms for multiple-target situations, " *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 13, No. 4, pp. 338-343, Jul. 1977.
- [54] J. A. Ritcey, "Performance analysis of the censored mean-level detector, " *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 22, No. 4, pp. 443-454, Jul. 1986.
- [55] M. E. Smith and P. K. Varshney, "Intelligent CFAR processor based on data variability, " *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 36, No. 3, pp. 837-847, Jul. 2000.
- [56] S. D. Himonas and M. Barkat, "Automatic censored CFAR detection for nonhomogeneous environments, " *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 28, No. 1, pp. 286-304, Jan. 1992.
- [57] B. Barbooy, A. Lomes and E. Perkalski, "Cell-averaging CFAR for multiple-target situations, " *IEE Proceedings | Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 133, No. 2, pp. 176-186, 1986.
- [58] M. Barkat, S. D. Himonas and P. K. Varshney, "CFAR detection for multiple target situations, " *IEE Proceedings | Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 136, No. 5, pp. 193-209, 1989.
- [59] L. A. Prastitis, J. Frank and S. D. Himonas, "Automatic censored cell averaging CFAR detector in nonhomogeneous clutter, " 1992 International Radar Conference, pp. 218-221, Brighton, UK, Oct. 1992.
- [60] J. Lehtomäki, J. Vartiainen, M. J. Juntti and H. Saarnisaari, "CFAR outlier detection with forward methods, " *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55, No. 9, pp. 4702-4706, 2007.
- [61] S. Benkrinah and M. Benslama, "Adaptive Double-Dwell Code Acquisition Scheme of PN Sequences Using Smart Antenna and Automatic Censoring

- Techniques,” *Wireless Personal Communications*, vol. 98, pp. 2187-2210, January 2017.
- [62] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Edition, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [63] R. M. Buehrer, *Code Division Multiple Access (CDMA)*. 1st edition, Morgan & Claypool, Blacksburg, Virginia, USA, 2006.
- [64] Y. S. Song, H. M. Kwon and B. J. Min, “Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 6, pp. 1613-1628, 2001.
- [65] 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.
- [66] K. Berbra, M. Barkat and B. Atrouz, “Analysis of the CMLD in K-Distributed Clutter for Fully Correlated/Uncorrelated Texture,” *Proceedings of the 1999 International Radar Conference*, Brest, France, May 1999.
- [67] H. Rohling, “Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations,” *IEEE transactions on aerospace and electronic systems*, vol. AES-19, No. 4, pp. 608-621, 1983.
- [68] Federal Communications Commission, “Spectrum Policy Task Force Report,” Rep. Docket no. 02-135., 2002.
- [69] J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.
- [70] S. Haykin, “Cognitive radio: brain-Haykin, S. (2005). Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 23(2), 201–220. doi:10.1109/JSAC.2004.839380empowered wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, 2005.
- [71] T. Yücek and H. Arslan, “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116–130, 2009.
- [72] M. Kay Steven, *Fundamentals of Statistical Processing: Detection Theory*, First Edi. Prentice Hall, 1998.
- [73] H. Urkowitz, “Energy detection of unknown deterministic signals,” *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 4, 1967.

- [74] R. Tandra and A. Sahai, "SNR walls for signal detection," *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, 2008.
- [75] H. T. and UESTC, "Sensing scheme for DVB-T," *IEEE Std.802.22-06/0127r1*.
- [76] S. Chaudhari, V. Koivunen, and H. V. Poor, "Autocorrelation-based decentralized sequential detection of OFDM signals in cognitive radios," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 7, pp. 2690–2700, 2009.
- [77] R. Tandra and A. Sahai, "Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty," in *Wireless Networks, Communications and Mobile Computing, 2005 International Conference on*, 2005, vol. 1, pp. 464–469 vol.1.
- [78] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs," *Commun. Mag. IEEE*, vol. 46, no. 4, pp. 32–39, 2008.
- [79] G. Ganesan and Y. Li, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," *First IEEE Int. Symp. New Front. Dyn. Spectr. Access Networks, 2005. DySPAN 2005.*, pp. 137–143, 2005.
- [80] FCC, "Spectrum policy task force report," *Tech. Rep. 02-135*, Federal Communications Commission, November 2002, Available: http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/DOC-228542A1.pdf.
- [81] M.A. McHenry, "NSF spectrum occupancy measurements project summary," *Tech. Rep.*, SSC, August 2005, Available: <http://www.sharedspectrum.com/>.
- [82] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, February 2005.
- [83] J. Mitola and G. Q. Maguire, "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, August 1999.
- [84] J. Mitola, "Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio," *Ph.D. dissertation*, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000.
- [85] E. Hossain and V. K. Bhargava, *Cognitive Wireless Communication Networks*, Springer US, 2007.
- [86] J. Ma, G. Y. Li, and B. H. Juang, "Signal processing in cognitive radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 805–823, May 2009.

- [87] E. Larsson and M. Skoglund, "Cognitive radio in a frequency-planned environment: some basic limits," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 4800–4806, December 2008.
- [88] H. Tang, "Some Physical Layer Issues of Wide-band Cognitive Radio Systems," in *Proceedings of IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 151–159, November 2005.
- [89] T. Yücek and H. Arslan, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications", *IEEE Communications Survey and Tutorials*, Vol.11, no.1, First Quarter 2009.
- [90] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 32–39, April 2008.
- [91] S. Haykin, D. J. Thomson, and J. H. Reed, "Spectrum sensing for cognitive radio," *Proceeding IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 849–877, May 2009.
- [92] C.-H. Hwang, G.-L. Lai, and S.-C. Chen, "Spectrum-sensing in wideband OFDM cognitive radios," *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 58, no. 2, pp. 709–719, February 2010.
- [93] R. Tandra and A. Sahai, "SNR walls for signal detection," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 4–17, February 2008.
- [94] A. V. Dandawaté and G. B. Giannakis, "Statistical tests for presence of cyclostationarity," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 9, pp. 2355–2369, September 1994.
- [95] J. Lundén, V. Koivunen, A. Huttunen, and H. V. Poor, "Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive radio systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 11, pp. 4182–4195, November 2009.
- [96] P. Sutton, K. Nolan, and L. Doyle, "Cyclostationary signatures in practical cognitive radio applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 13–24, January 2008.
- [97] T. E. Bogale and L. Vandendorpe, "Multi-cycle cyclostationary based spectrum sensing algorithm for OFDM signals with noise uncertainty in cognitive radio networks," in *Proceedings of the IEEE Military Communications Conference (MILCOM'12)*, pp. 1–6, Orlando, FL, USA, November 2012.
- [98] S. S. Hwan, H. Ning, J. M. Kim, and J. W. Kim, "OFDM Signal Sensing Method

- Based on Cyclostationary Detection,” in Proceedings of the 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom’07), pp. 63–68, Orlando, FL, USA, August 2007.
- [99] K. Berbra, M. Barkat, and A. Anou, “PN Code Acquisition Using Smart Antenna and Adaptive Thresholding CFAR Based on Ordered Data Variability for CDMA Communications,” *Progress in Electromagnetics Research B*, vol. 57, pp. 139–155, January 2014.
- [100] A. Sofwan, M. Barkat, and S.A. AlQahtani, “PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding for spread spectrum communications,” *The Journal of Mobile Communication, Computation and Information*, vol. 2, no. 1, pp. 1–12, May 2015.
- [101] S. Chaudhari, V. Koivunen, and H. V. Poor, "Autocorrelation-Based Decentralized Sequential Detection of OFDM Signals in Cognitive Radios", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 7, pp. 2690–2700, July 2009.
- [102] L. Zhongding and F. Chin, “Sensing OFDM Systems Under Frequency-Selective Fading Channels,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 4, pp. 1960–1968, May 2010.
- [103] Huawei Technologies and UESTC, “Sensing scheme for DVB-T,” *IEEE Std.802.22-06/0127r1*, July 2006.
- [104] E. Axell and E. G. Larsson, “Optimal and Sub-Optimal Spectrum Sensing of OFDM Signals in Known and Unknown Noise Variance,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 2, pp. 290–304, February 2011.
- [105] S. Bokharaiee, H. Nguyen, and E. Shwedyk, “Blind spectrum sensing for OFDM-based cognitive radio systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, pp. 858–871, March 2011.
- [106] R. Tandra and A. Sahai, “Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty,” in Proceedings of the IEEE International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing (WNCMC), vol. 1, pp. 464–469, Wuhan, China, June 2005.
- [107] M. Barkat and P. K. Varshney, “Decentralized CFAR detection,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 141–149, March 1989.

- [108] M. Barkat, *Signal detection and estimation*, 2nd ed. Boston, MA, Artech House, 2005.
- [109] M. Greco, F. Gini and M. Diani, "Robust CFAR detection of random signals in compound-Gaussian clutter plus thermal noise," *IEE proceedings Radar, Sonar and Navigation*, vol. 148, no. 4, pp. 227–232, August 2001.
- [110] Q. Zhao and B. M. Sadler, "A Survey of Dynamic Spectrum Access: Signal Processing, Networking, and Regulatory Policy," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 3, pp. 79–89, May 2007.
- [111] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 4, pp. 523–531, April 1967.
- [112] D. Danev, E. Axell, E. D. Larsson, "Spectrum sensing methods for detection of DVB-T signals in AWGN and fading channels," in *Proceedings of the IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 2772–2776, Istanbul, Turkey, September 2010.
- [113] D. Cabric, A. Tkachenko, and R. W. Brodersen, "Experimental study of spectrum sensing based on energy detection and network cooperation," in *Proceedings of the First International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum (TAPAS'06)*, pp. 1–8, New York, NY, USA, August 2006.
- [114] S. Shellhammer and G. Chouinard, "Spectrum sensing requirements summary," *IEEE Std.802.22-06/0089r4*, June 2006.
- [115] S. Chaudhari, J. Lunden, and V. Koivunen, "Collaborative autocorrelation-based spectrum sensing of ofdm signals in cognitive radios," in *Proceedings of the IEEE 42nd Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS'08)*, pp. 191–196, Princeton, NJ, USA, March 2008.