

N° d'ordre

Année 2016

Université Djillali Liabès de Sidi- Bel-Abbes

Faculté de Génie Electrique

Département D'électronique

Laboratoire de Télécommunications et de Traitement Numérique du Signal



THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité: Electronique

Option: Signal et Télécommunications

Présentée par

M^{lle} DOUDOU Fatma Zohra

Acquisition adaptative série du code PN basée sur l'optimisation du seuil de détection dans des systèmes distribués CFAR pour les communications DS-CDMA

Soutenue le : 03.11.2016 à 8h

Devant le jury composé de :

DJEBBAR BOUZIDI AHMED	Pr	Président	UDL - SBA
DJEBBARI Ali	Pr	Directeur de Thèse	UDL - SBA
BASSOU ABDESSALEM	Pr	Examineur	Université de Béchar
BENAISSA Mohammed	MC-A	Examineur	Centre Universitaire Ain Témouchent

Année Universitaire 2016-2017

Résumé

Dans le cadre de cette thèse de doctorat, la synchronisation initial du code (ou acquisition du code) des systèmes de communication mobile employant une recherche série est étudiée, quand le récepteur utilise une fusion de données multi-capteurs dans un canal multi-trajets. La synchronisation du code signifie le temps de synchronisation du code d'étalement utilisé dans le récepteur. La synchronisation du code est une tâche essentielle et importante dans les systèmes de communication mobile DS-CDMA puisque la démodulation de la donnée ne peut être effectuée qu'après l'acquisition du code. En effet, cette tâche consiste en un alignement du code reçu et du code local au niveau du récepteur, et s'effectue en deux étapes: un alignement grossier ou synchronisation initial appelée aussi acquisition du code et un alignement fin appelé poursuite.

Le but recherché dans cette thèse, est d'améliorer les performances du processus d'acquisition du code dans un environnement particulier, pour cela des schémas d'acquisition adaptative sont proposés. Ces schémas emploient une recherche série, et utilisent l'optimisation du seuil de détection dans une fusion de données multi-capteurs, pour les systèmes de communication mobiles dans un canal à atténuation de Rayleigh à fréquence sélective. Les systèmes distribués proposés sont à base des détecteurs adaptatifs OS-CFAR (Ordered Statistics Constant False Alarm Rate) et CMLD (Censored Mean Level Detector). Pour l'optimisation du seuil, l'algorithme PSO (Particle Swarm Optimization) avec une stratégie linéairement décroissante est suggéré, en employant deux règles de fusion logiques pour l'amélioration de la recherche série dans un environnement multi trajets à évanouissement de Rayleigh.

Les performances d'acquisition et celle de la détection sont investiguées sous différents paramètres du système et condition du canal, à savoir le nombre de capteurs

distribués, la taille de la fenêtre de corrélation partielle, le nombre de trajets et l'effet de l'atténuation. Les résultats de simulation montrent la robustesse du processeur d'acquisition adaptative CMLD distribué utilisant l'algorithme PSO par rapport au schéma basé sur l'OS-CFAR. De plus, l'avantage des schémas proposés par rapport aux schémas d'acquisition adaptative basé sur une seule antenne est aussi investigué par simulation.

Mots clés: Acquisition du code série, détecteur adaptatif distribué, CMLD, optimisation du seuil, PSO.

Abstract

In the context of this dissertation initial synchronization (or code acquisition) of mobile communication system employing a serial search is studied when the receiver uses a multisensor data fusion in a multipath environment. Code synchronization means time synchronization of the used spreading code in the receiver. Code synchronization is an important task in mobile communication system (DS-CDMA) since no demodulation can only be operated after code acquisition. Indeed, this task consists in aligning the received code and the local code at the receiver, and is performed in two stages: initial synchronization or code acquisition and fine alignment or tracking. The aim of this thesis is to enhance the performance of the code acquisition process in a particular environment. For this purpose two adaptive acquisition schemes are proposed.

Two adaptive acquisition schemes based on serial search are proposed using threshold optimization in multisensor data fusion systems for mobile communication in a frequency selective Rayleigh fading channel. Two distributed systems using adaptive detectors based on OS-CFAR (statistics ordered constant false alarm rate) and CMLD (censored mean level detector) are used. For threshold optimization, the Particle Swarm Optimization algorithm (PSO) with a linearly decreasing strategy is suggested, using two logical fusion rules to improve the serial search in a multipath environment.

The acquisition and detection performances are investigated under different system parameters and channel condition, namely the number of distributed sensors, the size of the partial correlation window, the number of resolvable path and the effect of fading. The simulation results show the robustness of the distributed adaptive acquisition CMLD processor using the PSO algorithm over the scheme based on the

OSCFAR. In addition, the advantage of proposed schemes over adaptive acquisition ones using one antenna is also investigated by simulation.

Key words: Serial Code acquisition, distributed adaptive detector, CMLD, threshold optimization, Particle Swarm Optimization.

ملخص

في هذه أطروحة الدكتوراه يتم درس مرحلة الاقتناء الأولى أو التطابق الغير المقصول لأجهزة الاتصالات المتنقلة, باستعمال بحث متسلسل. في حالة ما جهاز الاستقبال يستعمل تقنية إدماج البيانات من عدة أجهزة الاستشعار في بيئة مميزة بالإشارات الأسلكية متعددة, المستعمل للاقتناء الأول في جهاز DSCDMA و هي تعني وقت اقتناء الشفرة الممتد المستقبل من جهاز الاستقبال. التطابق الغير المقصول مرحلة جد هامة في هاته الأجهزة, أي أجهزة الاتصالات لكون أنه لا تتم عملية استخلاص البيانات إلا بعد هذه المرحلة. فهذه المهمة تتم في جهاز الاستقبال, الذي عليه أن يتم تطابق الشفرة لديه مع تلك المستخدمة من طرف جهاز المرسل, و هذا يتم على مرحلتين: التطابق الغير المقصول ثم التطابق الدقيق.

الهدف من هذه الأطروحة هو تحسين الأداء الاقتناء الأول أو التطابق الغير المقصول في بيئة معينة. و لهذا تم اقتراح مخططين لعملية اقتناء الشفرة المتكيف. المخططين المقترحا يستعملان بحث متسلسل بتعظيم الاستفادة لعتبة الكشف, و هذا باستعمال اندماج البيانات من أجهزة الاستشعار المتعددة, من أجل أنظمة الاتصالات المتنقلة , في قناة ذات تردد انتقائي باحباط رايلي. أجهزة الاستقبال الموزعة المقترحة تستعمل نوعين من الكشف المتكيف OSCFAR و CMLD, بإحصائيات الترتيب و الرفض لتحسين عتبة الكشف, و اقترح استعمال الخوارزمية PSO بإستراتيجية خفض الخطيا باستخدام اثنين من قواعد الاندماج المنطقية لتحسين البحث التسلسلي في بيئة متعددة المسارات تتلاشى بقانون رايلي. و يجرى التحقيق اقتناء و أداء الكشف في مختلف حالات اعدادات النظام و حالة القناة, بتغيير عدد من معلمات أجهزة الاستشعار, حجم النافذة ارتباط المحاكاة , و عدد المسارات. و تظهر نتائج البحث أن CMLD مقربة ب OSCFAR تبين قوة الأول على الثاني, ففوة المعالجة للاقتناء الأول المتكيف باستعمال خوارزمية PSO و تم أيضا المقارنة مع المخططات المستعملة في هذا المجال بكيفية أوتوماتكية باستشعار واحد.

الكلمات الرئيسية : التطابق الغير المقصول المتسلسل, الكشف المتكيف الموزع, CMLD, تعظيم الاستفادة للعتبة, PSO.

Remerciements

Tout d'abord je remercie Allah tout puissant pour sa miséricorde de m'avoir guidé et donné le courage afin d'achever ce travail.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse le professeur Ali Djebbari, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et son équipe. Je le suis aussi très reconnaissante pour sa patience, pour le temps conséquent qu'il m'a accordé, j'ai appris énormément de lui, de ses savoirs, ses hautes qualités pédagogiques et scientifiques, je le remercie ainsi que toute la famille Djebbari.

Je remercie bien sûr au président et aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail de doctorat et pour l'effort qu'ils ont fourni et leur patience.

Je m'adresse aussi à toute l'équipe du laboratoire TTNS et celui des structures de matériaux du professeur Adda.

D'autre part, je remercie tous les responsables de mon institut d'Aéronautique de Blida, ainsi que mes collègues pour leur soutien.

Je dédie cette thèse à la mémoire de mon très cher père papa Hocine chéri, qui m'a toujours soutenu, encouragé, qui était toujours à mes côtés pour aller vers l'avant sans jamais se lasser de de mes projets.

Je la dédie aussi, à ma douce maman, maman Baya chérie, qui a énormément souffert pour moi, qui a toujours lutté pour mon avenir et qui m'a toujours aimé sans cesse. Qu'Allah tout puissant te garde maman et te préserve du mal et te comble de santé et de bonheur.

A mes frères, je ne saurais exprimer ma profonde affection et ma gratitude pour tous leurs encouragements et leurs aides et de leur générosité et soutien morale. A mes petits neveux et nièces, et à toute ma famille et amies.

FAIZA

TABLE DES MATIERES

LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS	<i>i</i>
--	-----------------

LISTE DES FIGURES	<i>vi</i>
--------------------------------	------------------

LISTE DES TABLEAUX.....	<i>viii</i>
--------------------------------	--------------------

Chapitre 1 Introduction générale

1.1 Introduction	2
1.2 Motivation	6
1.3 Contribution.....	8
1.4 Structure de la thèse.....	8

Chapitre 2 Systèmes cellulaires radio- environnement multi-utilisateurs

2.1 Introduction	12
2.2 Systèmes cellulaire radio mobile.....	12
2.3 Principe des réseaux cellulaires.....	14
2.4 Le canal de propagation	16
2.4.1 Description du canal radio	16
2.4.2 Types de bruits et d'interférences	17
2.5 Mécanismes de propagation	19
2.5.1 Propagation par trajets multiples	19
2.5.2 Variations du canal de propagation.....	20
2.5.2.1 Evanouissement à grande échelle.....	21
2.5.2.2 Evanouissement à petite échelle	22

2.5.3 Fluctuation de l'enveloppe et de la phase	23
2.6 Paramètres d'un canal à trajets multiples.....	24
2.7 Fréquence sélective et Fréquence non-sélective	25
2.8 Types de canaux de communication	27
2.8.1 Canaux réels AWGN	27
2.8.2 Canaux multi-trajets.....	28
2.9 Catégories des canaux multi-trajets	31
2.10 Environnement multi-utilisateurs	32
2.10.1 La FDMA	33
2.10.2 La TDMA	34
2.10.3 La CDMA.....	34
2.11 Étalement du spectre	35
2.11.1 Intérêts de l'étalement du spectre	37
2.11.2 Modulations utilisées dans l'étalement du spectre	38
2.12 Séquences pseudo- aléatoires.....	40
2.12.1 Séquence-m	41
2.12.2 Séquence de Gold	42
2.13 Conclusion	43

Chapitre 3 Synchronisation du code PN

3.1 Introduction	45
3.2 Formulation de l'acquisition du code	45
3.3 Approches de base de l'acquisition du code	48

3.4 Stratégies de recherche	48
3.4.1 Recherche Série	50
3.4.2 Recherche Parallèle.....	51
3.4.3 Recherche Hybride	52
3.4.4 Recherche maximum de vraisemblance	53
3.5 Structures du détecteur	53
3.6 Types de corrélateurs	57
3.7 Etat de l'art	58
3.7.1 Introduction	58
3.7.2 Recherche série	58
3.7.3 Recherche parallèle	61
3.7.4 Recherche hybride	62
3.7.5 Acquisition du code avec un récepteur multi-antennes	62
3.7.6 Acquisition adaptative du code	65
3.8 Conclusion	71
 Chapitre 4 Acquisition adaptative du code PN par optimisation du seuil de détection	
4.1 Introduction	73
4.2 Formulation du problème	73
4.2.1 Modèle du canal.....	73
4.2.2 Test statistique des variables de décision.....	77
4.2.3 Analyse des schémas d'acquisition adaptative.....	78
4.2.3.1 Processeur OS-CFAR	81

4.2.3.2 Processeur CMLD	83
4.3 Détection distribuée avec fusion de données pour l'acquisition adaptative.....	85
4.3.1 La règle de fusion AND	88
4.3.2 La règle de fusion OR	88
4.4 Temps moyen d'acquisition	89
4.5 Optimisation par l'algorithme PSO.....	92
4.6 Résultats de simulation	94
4.7 Conclusion	104
Conclusion générale	106
Bibliographie	111
ANNEXE	124

LISTE DES ACRONYMES ET ABREVIATIONS

CMLD	Censoring Mean Level Detector
CFAR	Constant false alarm rate
OS-CFAR	Order Statistic Constant False Alarm Rate
PSO	Particle Swarm Optimization
OSAP	Order Statistic Acquisition Processor
ODV	Order Data Variability
ATM-CFAR	Automatic Trimmed Mean CFAR
AAP	Adaptive Acquisition Processor
ACAP	Automatic Censoring Acquisition Processor
CA-CFAR	Cell Averaging Constant False Alarm Rate
FAHAP	Fuzzy Adaptive Hybrid Acquisition Processor
HAPAC	Hybrid Acquisition Processor Adaptive Censoring
GO-CFAR	Greatest Of Constant False Alarm Rate
SO-CFAR	Smallest Of Constant False Alarm Rate
MIP	Multipath Intensity Profile
MGF	Moment Generating Function
AWGN	Additive white Gaussian noise
SNR	Signal to Noise Ratio
Res	Le residue
BPSK	Binary Phase Shift Keying

FIR	Finite Impulse Response
CA	Cell Averaging
CCI	Co–Canal Interference
CDMA	Code Division Multiple Access
DS-CDMA	Direct Spread-Code Division Multiple Access
CFAR	Constant False Alarm Rate
DS	Direct Sequence
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
TH	Time Hoping
SS	Spread Spectrum
GPS	Global Positioning System
I.I.D	Independent and Identically Distributed
I-Q	In phase–Quadrature phase
ISI	Inter–Symbol Interference
MS	Mobile station (station du mobile)
BS	Base station (station de base)
MAI	Multiple Access Interference
MGF	Moment Generating Function
OS	Order Statistics

$b(t)$	signal de donnée
$c(t)$	séquence de code étalée
K_u	Nombre d'utilisateurs dans un réseau CDMA
k	indice de l'utilisateur
P_d	Probability of Detection (Probabilité de détection)
P_{df}	Probability density function
P_{fa}	Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme)
P_m	Probability Miss (Probabilité de non détection)
PN	Pseudo-Noise
P_M	Global Probability Miss (Probabilité de non detection globale)
P_{FA}	Global Probability of False Alarm (Probabilité de fausse alarme globale)
P_D	Global Probability of Detection (Probabilité de detection globale)
P_{nfa}	Probability of not false alarm
SIR	Signal-to-Interference Ratio
ML	Maximum Likelihood (Maximum de vraisemblance)
P	L'amplitude du signal reçu
$r_{1,2}$	nombre aléatoire
I_1	Paramètre cognitif
I_2	Paramètre social
$w_{m,n}^{new}$	nouvelle vitesse de la $m^{ième}$ particule, dimension n
$w_{m,n}^{old}$	vitesse précédente de la $m^{ième}$ particule, dimension n

$s_{m,n}^{localbest}$	meilleure position local de la $m^{ième}$ particule, dimension n
$s_{m,n}^{old}$	position précédente de la $m^{ième}$ particule, dimension n
$s_{m,n}^{new}$	nouvelle position de la $m^{ième}$ particule, dimension n
ω	facteur de pondération
f_c	fréquence porteuse
f_d	fréquence doppler
J	constante modélisant le temps de pénalité
M	fenêtre de corrélation partielle
N	taille de la fenêtre de référence
N^l	corrélateur de la $l^{ième}$ antenne
v	taux de fausse alarme
P_{dp}^1	probabilité de détection du $p^{ième}$ trajet à la $l^{ième}$ antenne
L_p	l'ordre de trajets dans le canal
p	indice du $p^{ième}$ trajet
L	nombre total d'antennes
l	indice de la $l^{ième}$ antenne
α_p	coefficient du canal du $p^{ième}$ trajet (amplitude d'évanouissement)
$H_D(z)$	fonction de transfert conduisant à l'état d'acquisition de cellule synchro
$H_M(z)$	fonction de transfert conduisant à la non détection (miss)
$H_0(z)$	fonction de transfert de cellule non-syncho

$E[MAT]$	Mean Acquisition Time (fonction de transfert du système globale d'acquisition)
σ_p^2	variance de la $p^{ième}$ variable de décision
σ_n^2	variance du bruit
$n(t)$	processus de bruit blanc Gaussien
K_{cmla}^l	paramètre du processeur CMLD du $l^{ième}$ capteur.
K_{OS}^l	paramètre du processeur OSCFAR du $l^{ième}$ capteur.
T^l	Seuil multiplicatif du $l^{ième}$ détecteur.
PG	Processing Gain (gain de traitement)
T_c	Taille du chip
B_c	Bande de cohérence
B_s	Bande de fréquence du signal modulé
T_{coh}	Temps de cohérence du canal
T_s	Durée symbole
ϑ_p	Phase d'évanouissement du $p^{ième}$ trajet
μ	Constante
X_0^l	Variable de décision au $l^{ième}$ capteur
u_l	Décision locale du $l^{ième}$ capteur
u_0	Décision globale

Listes des figures

Fig 2.1 Architecture d'un système cellulaire	13
Fig 2.2 Types de cellules	15
Fig 2.3 Réseaux cellulaires.....	15
Fig 2.4 Canal radio de transmission	17
Fig 2.5 Phénomènes de propagation	19
Fig 2.6 Canal sujet aux évanouissements.....	27
Fig 2.7 Représentation schématique des trois techniques d'accès multiple.....	35
Fig 2.8 Génération du code PN	41
Fig 3.1 Principe de l'acquisition /poursuite du code avec la recherche série.	48
Fig 3.2 Schéma de principe de l'acquisition série.	50
Fig 3.3 Schéma de principe de la recherche Parallèle.....	52
Fig 3.4 Schéma de principe de la recherche Hybride	52
Fig 3.5 Structures du Detector: diagramme Bloc de (a) détecteur cohérent, (b) détecteur non-cohérent bande de base I-Q, (c) détecteur quadratique non-cohérent.....	54
Fig 3.6 Structure du détecteur : corrélateur active et passive.	58
Fig 4.1 Modèle d'un canal à fréquence sélective	74
Fig 4.2 Détecteur local adaptatif OSCFAR/CMLD. a. structure interne du corrélateur non-coherent; b. structure interne du processeur adaptif.	76
Fig 4.3 Diagramme bloc du processeur distribué OSCFAR/CMLD d'acquisition adaptative utilisant l'algorithme PSO.	80
Fig 4.4 Diagramme des états du système d'acquisition série sous l'hypothèse L_p cellules synchro et $(q-L_p)$ cellules non-synhro.....	90

Fig. 4.5 Visualisation du PSO	93
Fig 4.6 Probabilité de détection du CMLD-OR-PSO, $N_I=16$, $L_p=1$	96
Fig 4.7 Temps moyen d'acquisition normalisé du CMLD-OR-PSO, $N_I=16$, $L_p=1$	98
Fig 4.8 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-OR-PSO, $N^l=16$, $L_p=1$	99
Fig 4.9 Probabilité de détection CMLD-AND-PSO, OS-AND-PSO et $N^l=16$, $L_p=1$	99
Fig 4.10 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-AND-PSO et CMLD-AND-PSO, $N^l=16$, $L_p=1$	100
Fig 4.11 Temps moyen d'acquisition normalisé de CMLD-OR-PSO, CMLD-AND-PSO, OS-OR-PSO, OS-AND-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement homogène pour $N=16$, $M=128$	101
Fig 4.12 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-OR-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement multi-trajets $\mu=1$	102
Fig 4.13 Temps moyen d'acquisition normalisé du CMLD-OR-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement multi-trajets $\mu=1$	103

Liste des tableaux

Table 2.1 Caractéristiques des cellules	16
Table 4.1 Valeurs de T et K pour une performance maximum basée sur PSO pour $v = 10^{-4}$	95

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GENERALE

1.1 Introduction générale

Le rôle des communications dans la société moderne est incontestable. Ces dernières années ont vu l'émergence de nouvelles technologies de communication. En particulier, la demande de solutions de communications sans fil n'a cessé d'augmenter au cours de ces quelques dernières décennies. Cette demande a apporté de nouvelles opportunités commerciales, qui ont eu des effets positifs sur de nombreuses économies. Pour satisfaire le besoin de communications plus exigeantes, une tendance a eu lieu dans le développement de systèmes de communication analogiques aux systèmes numériques [1,2].

Les techniques numériques permettent l'emploi des méthodes de traitements perfectionnés pour améliorer la performance des systèmes de communication. Ainsi, l'évolution des technologies de traitement numérique du signal a fortement influencé les techniques de conception des systèmes de communication. D'autre part, l'exploitation des algorithmes DSP permet la mise en œuvre et le traitement des signaux avec de considérables degrés de flexibilité. Désormais, le numérique a aussi envahi la communication, il est donc omniprésent dans notre vie moderne, et permet à moindre coût d'obtenir une qualité excellente dans bon nombre d'applications. L'avantage des systèmes de communication numériques par rapport aux systèmes analogiques, est qu'ils offrent une largeur de bande en général plus importante pour transférer les mêmes informations avec des débits nettement plus élevés. Plus la qualité technologique augmente, et plus la complexité technologique croît [1,2].

Toutefois, les avantages des systèmes numériques sont pesantes, de nombreuses approches actuelles telles que le codage correcteur d'erreur,

techniques d'accès multiples, détection d'utilisateurs multiple, compression de données et cryptage peuvent être mis en œuvre presque exclusivement dans les systèmes de communications numériques. Il est important de noter que le développement des outils informatiques a banalisé les équipements numériques dont le coût a baissé rapidement [1,2].

En général des procédures de synchronisation sont requises dans plusieurs étapes des systèmes de communication numériques. La synchronisation consiste à générer un système de référence simultané dans le but d'atteindre l'alignement du signal dans un domaine particulier. Typiquement et non exclusivement, la synchronisation prend place dans le domaine temporel et/ou fréquentiel. La synchronisation peut aussi être vue comme un problème d'estimation, un problème où un ou plusieurs paramètres sont à déterminer à partir d'un signal donné. Dans le but de récupérer les informations finales originales d'un utilisateur à partir de la porteuse RF transmise, il devient évident que les systèmes de communication requièrent une synchronisation à différents niveaux. Du fait que l'information soit transmise sur une porteuse, le récepteur a donc besoin de la synchronisation de la porteuse où la fréquence et la phase du signal reçu, soient estimées. Dans les systèmes à étalement de spectre, la synchronisation du code est essentielle pour le désétalement du signal reçu. D'autre part pour prendre une décision de symbole, la connaissance du début et fin temporelle du symbole est requise, appelée synchronisation du symbole [1,2].

Vu que les symboles d'information soient transmis en trames, le récepteur a donc besoin de la connaissance des marques de début et fin de chaque trame. Après la synchronisation de la trame, le récepteur est capable d'enlever la pile de protocoles des différentes couches de telle sorte que l'information finale de

l'utilisateur transmise peut être délivrée au destinataire. A un niveau plus élevé, on parle aussi de synchronisation de réseaux [1].

Le rôle de la technologie d'étalement du spectre est devenu incontestable dans les communications modernes. En effet, la technologie d'étalement du spectre se trouve dans nos jours dans les mobiles terrestres des systèmes de communication (par exemple, IS-95, Wideband-CDMA, cdma2000), dans le domaine des systèmes militaires, les applications LAN sans fil (par exemple, IEEE 802.11, Hiperlan), les systèmes de communication par satellite, ainsi que dans d'autres applications, telles que les radars et les systèmes de navigation, y compris le système de positionnement global (GPS) et européen Global Navigation Satellite System (GNSS), mieux connu sous le nom de Galileo [1,2].

Les systèmes d'étalement spectral, ont été développés autour des années 1950. Les premières applications étaient de type militaire pour les communications tactiles anti-brouilleur, les systèmes de guidage et les systèmes anti-multi trajet. Aussi, parmi les caractéristiques les plus avantageuses, est que cette technologie possède une faible probabilité d'interception, un accès multi-utilisateur aléatoire avec une capacité d'adressage sélective à haute résolution [3].

Parmi les techniques de modulation d'étalement du spectre les plus utilisées, sont la séquence directe DS (direct- spread) et le saut de fréquence ou la FH. L'approche du spectre étalé à séquence directe ou DS-SS, est basée sur la modulation de chaque unité d'information à transmettre sur une séquence de bruit pseudo-aléatoire aussi appelé le code d'étalement qui en effet, est comme des impulsions dont la durée de chacune est appelée chip. Le signal d'étalement est pseudo-aléatoire, alors que le signal étalé ressemble à un bruit et devient alors

difficile à intercepter. Il en résulte un signal brouillé avec un spectre beaucoup plus large en bande [1-3].

Ainsi par cette particularité, la DS-SS améliore considérablement la protection contre les signaux parasites, en particulier les interférences à bande étroite. Elle fournit également une capacité d'accès multiple, lorsque divers codes d'étalement différents sont utilisés simultanément. L'utilisation de la DS-SS à accès multiple est appelé CDMA. Les systèmes CDMA permettent aux utilisateurs de transmettre simultanément des données sur la même bande de fréquence, la donnée transmise est codée sur une très haute fréquence. L'accès multi-utilisateur est achevé en utilisant un code qui est pseudo aléatoire, généré en utilisant un générateur de codage pour séparer différents utilisateurs, connu seulement par la station de base [1-3].

Au niveau du récepteur, les signaux sont alors démodulés en multipliant le signal reçu par une réplique alignée à la séquence utilisée au niveau du transmetteur. La nécessité ou la condition d'alignement est essentielle pour une démodulation réussite, seul quand les codes sont parfaitement synchronisés que le signal reçu peut prendre sa forme d'origine, il est alors possible à cette étape d'extraire les données [1,2].

La difficulté majeure durant le processus d'acquisition du code, est que la séparation de signaux (utilisateurs) obtenue par séquences d'étalement orthogonales mutuelles n'est pas disponible dans les réseaux CDMA. La donnée ne peut être extraite qu'après la procédure de synchronisation [1,2].

1.2 Motivation

La demande de la synchronisation rapide a augmenté dans les dernières décennies, principalement dû au rôle important de l'acquisition du code dans les récepteurs DS-CDMA, puisque la démodulation de la donnée n'est possible qu'après la synchronisation des codes pseudo aléatoire (PN).

Plusieurs travaux dans le domaine de la synchronisation initiale ont été entrepris durant ces dernières années, principalement pour l'amélioration de la synchronisation du code dans des situations difficiles, il devient alors indispensable de concevoir des systèmes d'acquisition qui puissent s'adapter au changement environnemental, telle que la présence de bruit et d'interférences. Pour faire face à la dégradation des performances du système: de détection et d'acquisition, en présence de canaux à multi-trajets, plusieurs solutions ont été proposées. Généralement, ceci revient à développer des méthodes d'annulation d'interférences ou d'appliquer des techniques de rejection pour améliorer le processus d'acquisition. La façon la plus appropriée d'éviter la dégradation de la détection du signal en raison de divers environnements, est l'utilisation ou la conception de schémas d'acquisition à base de détecteurs adaptatifs ou à seuil adaptatif.

Plusieurs schémas d'acquisition adaptative ont été proposés. Le processeur adaptatif d'acquisition basé sur les statistiques d'ordre OSAP a été suggéré dans [4] utilisant une recherche série, où l'estimé de la puissance de bruit est pris à la $k^{\text{ième}}$ cellule ordonnée. Le même auteur développe son étude dans [5] aux canaux multi trajets avec évanouissement de Rayleigh, en proposant le processeur d'acquisition adaptative AAP, en prenant l'estimée de la puissance du bruit comme étant la somme des cellules non censurées. Dans ce travail, afin de garder une bonne

performance, le nombre de cellules censurées a été pris plus grand que le nombre de trajets. Par la suite, un processeur d'acquisition avec censure automatique ACAP [6] basé les statistiques d'ordre a été proposé en se basant sur les travaux de [7], les résultats trouvés montrent une meilleure robustesse du système d'acquisition par rapport à [4,5], en présence de multi-trajets avec évanouissement de Rayleigh. Les travaux cités ont été proposés avec une seule antenne. D'autre part, la diversité d'antenne a été largement utilisée pour combattre la dégradation de la performance du processus d'acquisition dans différents environnements, comme il a été montré dans [8,9]. Dans [8], un nouveau schéma utilisant les statistiques d'ordre et des antennes multiples a été proposé dans un environnement homogène. Cependant, le processeur d'acquisition adaptative FAHAP basé sur les statistiques d'ordre et la logique floue avec un schéma hybride est présenté dans [9]. Les résultats ont montré qu'une synchronisation rapide pouvait être achevée tant que le nombre maximal de multi-trajets ne dépasse pas le point de censure fixe sur lequel est basé le processeur de base (OS-CFAR) du schéma proposé.

L'utilisation du concept de fusion de données multi-capteurs a reçu une attention significative durant ces dernières années dans les systèmes de communication. Dans les travaux cités plus haut, l'utilisation de tels systèmes basés sur l'optimisation du seuillage de détection et sur la censure de multi-trajets n'a pas été considérée. Ainsi, une telle considération permettra d'aboutir à une solution plus intéressante que la solution de diversité d'antenne proposée dans [8] basée sur une acquisition hybride, où la détermination des seuils de détection devient très compliquée, spécialement pour une diversité excédant l'ordre 2, et reste aussi compliqué même en intégrant une procédure de censure des multi-trajets. Le même problème se posera dans [6], si une diversité d'antenne aurait été appliquée.

1.3 Contribution

Dans le but d'améliorer la performance de l'acquisition du code appliquant une recherche série, nous suggérons une conception plus flexible utilisant des systèmes distribués basés sur deux détecteurs adaptatifs à base des statistiques d'ordre et de censure d'interférences, dans notre cas il s'agit des multi-trajets. Dans les approches de détection traditionnelles, les facteurs permettant de déterminer le seuil de détection sont maintenus fixes. Une solution intéressante consiste à appliquer un algorithme puissant et sophistiqué comme le PSO, qui permet le calcul de la valeur optimale du seuil de détection, au lieu des méthodes d'optimisation classiques, qui peuvent conduire vers une solution éloignée de l'optimum globale. Le seuil optimal est obtenu par maximisation de la probabilité de détection globale tout en maintenant le taux de la probabilité de fausse alarme constant, en utilisant le PSO. L'idée suggérée permettra une amélioration considérable des performances de détection et d'acquisition, en appliquant une procédure de censure des multi-trajets tout en évitant la complexité d'implémentation vue la simplicité de la stratégie de recherche série.

Concevoir conjointement la notion de multi-capteurs à l'algorithme d'optimisation PSO, en choisissant un processeur de détection adaptative approprié basé sur la censure de multi-trajets, constituera une solution plus souple et appropriée, pour faire face à un environnement multi trajets à évanouissement pour l'acquisition du code basée sur l'approche série.

1.4 Structure de la thèse

La présente thèse porte sur la synchronisation initiale dans les réseaux de Code Division Multiple Access (CDMA). Le chapitre 2 présente le concept de réseaux cellulaires, de même que les caractéristiques du canal radio de propagation sont

exposées de façon générale, en décrivant les différents phénomènes de propagation. Ces derniers, sont suivis par l'environnement multi-utilisateurs exposant les différentes techniques d'accès multiples. La théorie de base de l'acquisition de code est présentée au chapitre 3, incluant les différentes techniques et les structures utilisées pour achever la synchronisation initiale.

Nous avons présenté aussi, dans le même chapitre, un rapport sur les approches théoriques les plus communes permettant la caractérisation de la performance du processus d'acquisition. Les stratégies de recherche et les différentes structures de systèmes, les plus utilisées et proposées dans la littérature ainsi que, les effets de 'bruits, d'interférences, de multi-trajets et atténuations', sur les performances du système, sont aussi présentés. L'acquisition du code exploitant de nouvelles approches avancées telle que les techniques de suppression des interférences et antennes multiples sont également décrites.

Les schémas d'acquisition adaptative proposés dans cette thèse, sont décrits dans le chapitre 4, pour l'amélioration de la recherche série des codes PN dans les systèmes de communication DS-CDMA. Ce chapitre commence par une description du modèle du canal, suivie par l'analyse des deux systèmes distribués basés sur une détection adaptative. Nous présentons ensuite l'algorithme PSO pour l'optimisation du seuil de détection.

Par la suite, les performances d'acquisition et de détection des schémas proposés, sont évaluées et comparées, en tenant compte de deux règles de fusion logique OU et ET, tout en considérant les effets, des trajets multiples, le nombre de capteurs en fusion de données ainsi que la longueur de corrélation partielle. L'avantage de l'exploitation de la fusion avec un minimum de capteurs par rapport

à une seule antenne est également considéré. Cette comparaison est faite à base de schémas d'acquisition conventionnels et non conventionnels. L'interprétation des résultats des différentes simulations est détaillée par la suite, suivie par une conclusion du chapitre. Enfin, une conclusion générale et des perspectives sont données enfin de cette thèse.

CHAPITRE 2

SYSTEMES CELLULAIRES RADIO MOBILE

—

ENVIRONNEMENT MULTI-UTILISATEURS

2.1 Introduction

Ce chapitre présente le concept des systèmes cellulaires radio mobile, leur principe de fonctionnement, en décrivant les phénomènes pouvant détériorer le signal de communication. Cette partie est suivie par la description du canal de propagation ou l'effet de propagation des signaux et de tous ce qui en résulte sont exposés dans ce chapitre, de même que quelques séquences pseudo-aléatoires, les plus utilisées dans notre contexte sont décrites en fin de chapitre.

2.2 Systèmes cellulaire radio mobile

Un système cellulaire radio mobile, fournit une connexion sans fil au réseau téléphonique public à n'importe quel endroit de l'utilisateur au sein de la portée radio du système. Le terme mobile a traditionnellement été utilisé pour classer un terminal radio pouvant être déplacé pendant la communication [10].

Les systèmes cellulaires accueillent un grand nombre d'unités mobiles sur une grande surface dans un spectre limité. Il existe plusieurs types de systèmes de transmission radio. Nous considérons seulement le système duplex intégral. Ce sont des systèmes de communication, qui permettent une communication bidirectionnelle simultanée. La transmission et la réception d'un système duplex intégral, sont généralement sur deux canaux différents, afin que l'utilisateur puisse transmettre constamment, tout en recevant des signaux d'un autre utilisateur [10].

La figure 2.1 montre un système cellulaire de base qui se compose de téléphones mobiles, de stations de base et d'un centre de commutation. Chaque mobile communique par radio avec une ou plusieurs stations de base. Un appel d'un

utilisateur peut être transféré d'une station de base à une autre lors de l'appel. Le processus de transfert est appelé 'handoff'. Chaque mobile contient un émetteur-récepteur, une antenne et un circuit de contrôle.

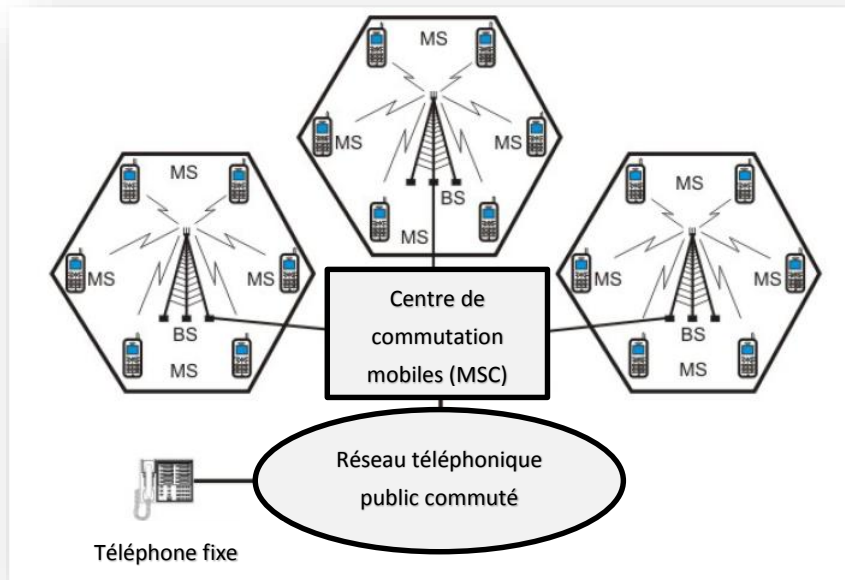


Fig 2.1 Architecture d'un système cellulaire [10]

Les stations de base se composent de plusieurs émetteurs et récepteurs, qui en même temps gèrent les communications duplex intégrales et ont généralement des tours qui prennent en charge plusieurs antennes en transmission et réception. La station de base connecte les appels mobiles simultanés via des : lignes téléphoniques, liaisons hertziennes ou câbles de fibre optique vers le centre de commutation. Le centre de commutation coordonne l'activité de toutes les stations de base et relie l'ensemble du système cellulaire au réseau téléphonique public [10].

Les canaux utilisés pour la transmission de la station de base vers les mobiles sont appelés canaux directs ou liaison descendante, alors que pour la transmission des

mobiles à la station de base sont appelés canaux reverse ou liaison montante. Les deux canaux chargés pour l'initiation des appels et demande de service sont le canal de contrôle direct et le canal de contrôle de retour. Une fois un appel en cours, le centre de commutation règle la puissance transmise du mobile (ce processus s'appelle control de puissance) et permet par le 'handoff' de maintenir une qualité d'appel lors du déplacement du mobile, dans et hors de la portée d'une station de base donnée [10].

2.3 Principe des réseaux cellulaires

Le territoire est divisé en cellules, chacune servie par une station de base (BS), l'ensemble de ces cellules forme alors un seul réseau [11].

- Chaque cellule sera affectée par une ou plusieurs fréquences radio
 - Les fréquences sont réutilisées dans plusieurs cellules selon la capacité du système face aux interférences.
 - La réutilisation des fréquences, repose sur l'utilisation des mêmes fréquences porteuses pour couvrir des zones différentes séparées par des distances suffisantes pour que l'interférence co-canal ne soit pas importante. Cet éloignement minimum se calcule en fonction du diamètre de chaque cellule.
 - La taille de la cellule est variable suivant le relief et la densité d'abonnés.
 - Les cellules peuvent être hiérarchiques (méga-cellule, macro-cellules, micro-cellules, pico-cellules) comme illustrées dans la Figure 2.2.
 - Un émetteur est caractérisé par sa puissance alors qu'un récepteur est caractérisé par sa sensibilité
 - Le seuil de fonctionnement $(S/N)_{\min}$ ou $(S/N)_{\text{seuil}}$ où N est la puissance du bruit du récepteur et S est la puissance du signal
 - La sensibilité du récepteur est $S_r = (S/N)_{\min(dBm)} + MDS_{dBm}$
- où le MDS est le signal minimal détectable.

- Le seuil de couverture est important. Il suffit qu'en tout point de la cellule, le signal ait une puissance supérieure à la sensibilité du récepteur pour que la qualité des signaux reçus soit acceptable. La couverture du réseau dépend du seuil S/I (signal/interférence) et de la distance de réutilisation [11]. La Figure 2.3 montre un ensemble de cellules adjacentes constituant un réseau cellulaire.

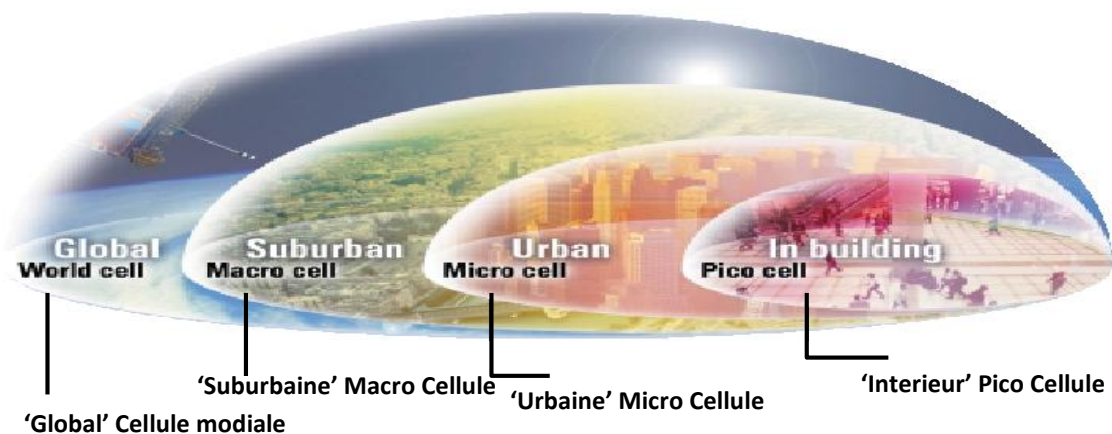


Fig 2.2 Types de cellules [12]

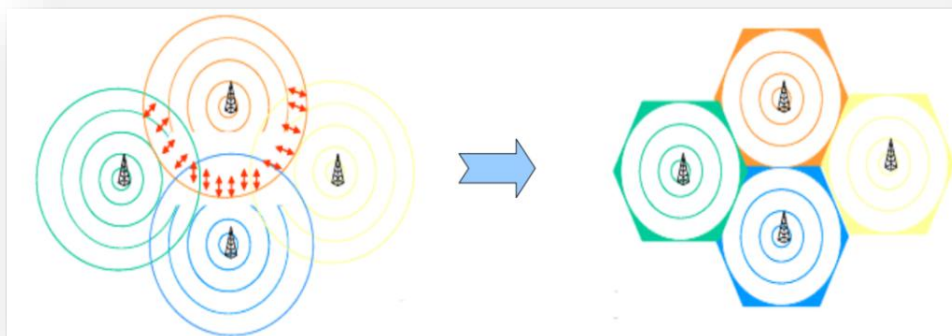


Fig 2.3 Réseaux cellulaires [11]

La Table 2.1 résume les principales caractéristiques des différents types de cellules, leur couverture ainsi que leur débit et le domaine d'application.

Type de cellule	Rayon cellulaire	Application	Mobilité	Débit
Pico	Quelques 10 m	Bureau / maison	Faible <10km/h	≤ 2 Mbps
Micro	50-300 m	Hot spots	Moyenne (10-120 km/h)	≤ 384 kbps
Macro	350 m-20 km	Ville / campagne	Elevée (120 500 km/h)	144-385 kbps
World	10-1000 km	Mobile satellite system (MMS)	Très élevée ≤ 1000 km/h	≤ 144 kbps

Table 2.1 Caractéristiques des cellules [12]

2.4 Le canal radio de propagation

2.4.1 Description du canal radio

Par définition, un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $s(t)$ en un signal électrique reçu $r(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui fait passer du signal $s(t)$ au signal $r(t)$ et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement [13].

À ce stade, il convient de faire la distinction entre le canal de propagation, qui représente les transformations des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, et le canal de transmission, qui inclut également le diagramme de rayonnement des antennes utilisées [13].

La Figure 2.4, illustre schématiquement le phénomène de propagation des ondes électromagnétiques dans un canal radio de transmission, entre un émetteur et un récepteur.

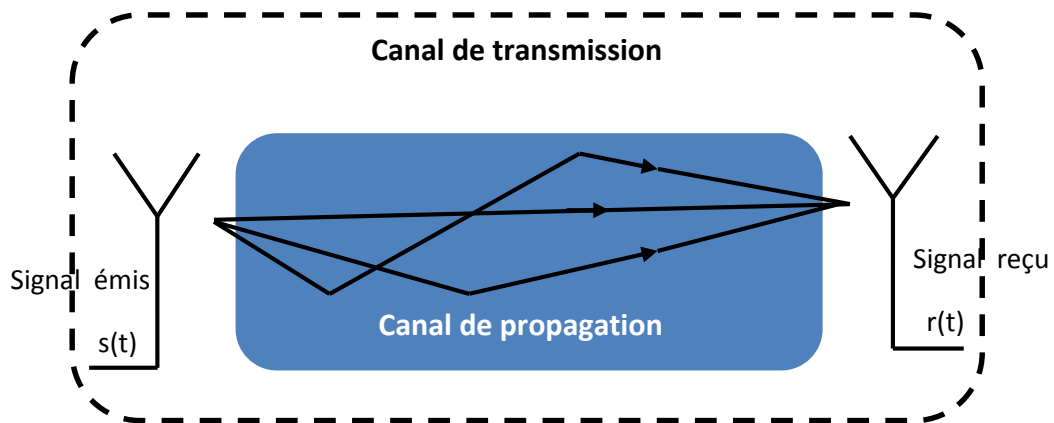


Fig 2.4 Canal radio de transmission [13]

2.4.2 Types de bruits et interférences

Dans les chaînes de radio mobile, le signal transmis souffre de différents phénomènes, notamment l'effet du bruit et d'interférence qui peuvent facilement détériorer la réception d'un signal.

Dans le contexte de la communication nous nous intéressons principalement à ces types de bruits et d'interférences [13].

- **Bruit intermodulation** il a lieu dans le cas où plusieurs utilisateurs se partagent le même medium
- **Bruit impulsif** est un processus discret dont les impulsions sont caractérisées avec une amplitude aléatoirement distribuée, apparaissant aléatoirement dans le temps, Dans la littérature, les scientifiques établissent que ces impulsions

suivent généralement un processus de poisson, très néfastes pour les systèmes de communication.

- **Bruit AWGN** est le bruit blanc additif gaussien. Dans les canaux AWGN, le signal reçu est composé du signal utile et de bruit blanc Gaussien. Il est appelé blanc car sa densité spectrale est constante sur une très large bande de fréquence.
- **Bruit thermique** modélisé par un processus de bruit blanc à spectre plat, est rencontré dans les systèmes de communication et qui est dû au mouvement aléatoire des électrons dans un conducteur.
- **Interférence inter symboles ISI** est créé dans le cas de multi-trajets qui arrivent avec des temps et des phases différentes, c'est le cas de débit élevé, où des interférences sont générées entre les symboles successifs appelés interférences inter-symboles. Le second trajet est retardé mais reçu durant le symbole suivant.
- **Interférence co-canal** ou CCI qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence. La couverture d'un réseau dépend du seuil S/I et de la distance de réutilisation de fréquence. Alors, que les interférences de canaux adjacents sont dues aux signaux émis par les stations de base utilisant des fréquences voisines.
- **Interférence d'accès multiple** ou (MAI) est une autre source de détérioration du signal et qui est dû aux signaux d'utilisateurs multiples présents dans le canal.

2.5 Mécanismes de propagation

2.5.1 Propagation par trajets multiples

Se produit par suite de réflexions, diffusion et diffraction de l'onde électromagnétique transmise à des objets naturels et artificiels. Ainsi à l'antenne du récepteur, une multitude d'ondes arrivent de nombreuses directions différentes avec des atténuations, phases et retards différents. La superposition de ces ondes se traduit dans les variations de l'amplitude et la phase du signal composite reçu [13-14]. La Figure 2.5 illustre les phénomènes de propagation entre la station de base et la station du mobile.

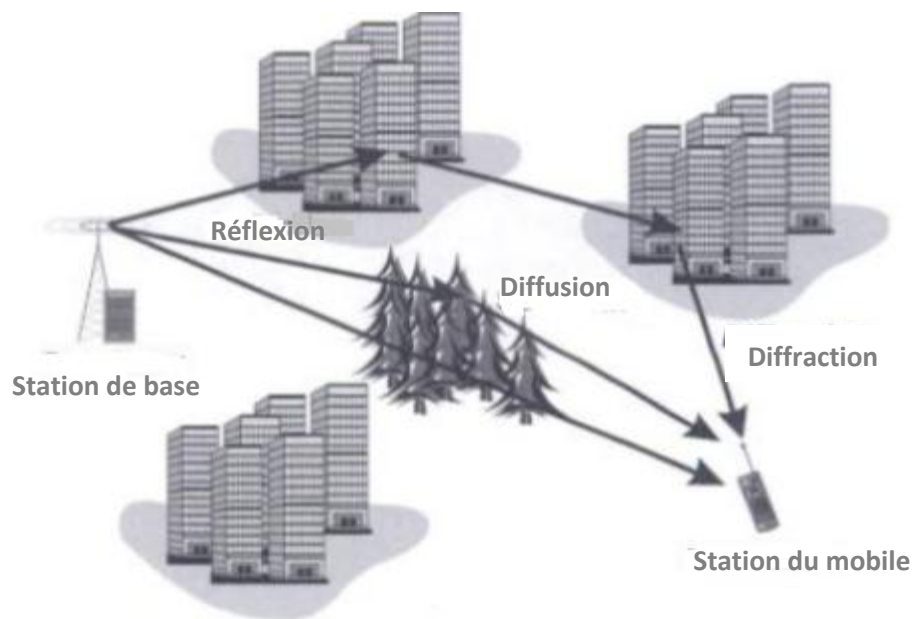


Fig 2.5 Phénomènes de propagation [13]

- **Réflexion** la propagation de l'onde se répercute sur des objets qui sont larges en dimension comparé à la longueur d'onde, comme la surface de la terre, les bâtiments, murs, etc.

- **Diffraction** l'onde radio entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par une surface avec des bords irréguliers tranchants. Ce phénomène a lieu sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Les ondes électromagnétiques se replient ainsi, ou se courbent autour de l'obstacle, chaque fois que la ligne de mire LOS n'existe pas [13,14].
- **Diffusion** a lieu quand l'onde de propagation rencontre un groupe dense d'obstacles plus petits que sa longueur d'onde, exemples : arbres, plaques de signallement [13,14].
- **Guidage d'ondes** en environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites [13,14].

2.5.2 Variations du canal de propagation

L'une des caractéristiques uniques dans un canal sans fil est l'évanouissement. C'est la variation de l'amplitude et de la phase du signal avec le temps et la fréquence, causé par l'effet multi-trajets appelé 'multipath fading', ou l'ombrage des obstacles appelé 'shadowing', qui est dû à la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Les phénomènes d'évanouissement peuvent être classés selon deux types [13,14]:

- À grande échelle
- À petite échelle

Ainsi, la propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de

l'onde émise de la façon suivante :

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

2.5.2.1 Evanouissement à grande échelle

On parle d'évanouissement à grande échelle lorsque le mobile se déplace sur une grande distance telle qu'une cellule. Ce type d'évanouissement est causé par les pertes de propagation du signal en fonction de la distance et l'ombrage des objets tels que les bâtiments où la végétation [14].

- **Pertes de propagation** appelées encore path loss et sont définies comme le rapport de la puissance reçue et celle transmise, décrivant la puissance moyenne en fonction de la distance. Dans l'espace libre, la puissance moyenne du signal diminue avec le carré de la distance entre la station de base (BS) et la station du terminal (TS). Dans un canal radio mobile, où souvent il n'existe aucun chemin de ligne directe (LOS), la puissance du signal diminue avec une puissance supérieure à deux et est typiquement de l'ordre de trois ou cinq. D'autres types de pertes peuvent s'ajouter liées à l'atténuation atmosphérique comme l'oxygène et la pluie [13-15].

- **Effet de masquage ou shadowing** la zone d'ombre se révèle comme une atténuation de la puissance moyenne du signal. La zone d'ombre est induite par des contours relief proéminent (collines, bâtiments, etc.) entre émetteur et récepteur. La force du signal variable en raison du masquage est appelée atténuation lente ou évanouissement lent et peut être décrit par une distribution log-normale. Les variations de la puissance reçue en raison de l'effet de masquage et de la perte du chemin d'accès peuvent être efficacement corrigées par un contrôle de puissance.

2.5.2.2 Evanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle concerne la variation rapide du niveau du signal. La variation rapide est due aux interférences constructives et destructives des multi-trajets lorsque le mobile se déplace sur une courte distance. L'évanouissement à petite échelle consiste en deux mécanismes indépendants, notamment l'étalement temporel du signal et la variation temporelle du comportement du canal de propagation.

- **Effet Doppler** cet effet correspond, au décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la variation de son trajet de propagation. La variation temporelle du signal cause l'effet Doppler. Les changements qui se produisent dans les phases et les amplitudes des ondes qui arrivent, sont dûs à la propagation des trajets multiples à temps-variable [13,14].

On peut distinguer deux types d'évanouissements. La distinction entre évanouissement lent et rapide, est liée au temps de cohérence de la chaîne, qui mesure

les périodes de temps sur lesquelles le processus d'évanouissement est corrélé (ou de manière équivalente, le délai après lequel la fonction de corrélation de deux échantillons de la réponse du canal prise à la même fréquence mais à des instants différents diminue sous un certain seuil prédéterminé).

Le temps de cohérence est aussi lié à la propagation Doppler du canal f_d par [13,14]

$$T_{\text{coh}} \cong \frac{1}{f_d} \quad (2.1)$$

- **L'évanouissement est dit lent** si la durée d'un symbole transmis $T_s \ll T_{\text{coh}}$. La durée de temps que le canal reste corrélé (considéré statique) est lente par rapport au symbole transmis. La dégradation primaire dans un canal d'évanouissement lent est la perte en SNR, ce qui affectera beaucoup de symboles successifs, et conduira aux erreurs [13-18].
- **L'évanouissement est dit rapide** si $T_s \gg T_{\text{coh}}$. La réponse impulsionnelle du canal change à un débit plus lent que le signal transmis. Alors il y a apparition de distorsions au niveau du spectre, résultant en des interférences inter-symboles ISI [13-18].

2.5.3 Fluctuations de l'enveloppe et de la Phase

Lorsqu'un signal reçu subit un évanouissement pendant la transmission, son enveloppe et sa phase fluctuent dans le temps. Pour des modulations cohérentes, les effets d'évanouissement sur la phase peuvent sévèrement dégrader les performances

du système de réception à moins que des mesures soient prises pour compenser cet effet au niveau du récepteur. Pour des modulations non-cohérentes, l'information de phase n'est pas nécessaire au niveau du récepteur, et donc la variation de phase à cause de l'évanouissement n'affecte pas les performances du système [15].

2.6 Paramètres d'un canal à trajets multiples

Selon l'environnement de propagation, un signal émis est porté par un certain nombre de trajets. En fonction des parcours empruntés par ces trajets, chaque copie de ce signal est reçue par le récepteur avec une puissance et un retard propres. Cela donne naissance à un certain profil de retard de puissance caractérisant le canal, connu aussi sous le nom de Power Delay Profile ou PDP. Dans le but de comparer différents canaux multi-trajets, certains paramètres doivent être définis [13-15].

- **Retard moyen** est la moyenne des retards pondérés par leur puissance et il est donné par le moment d'ordre un de la réponse impulsionnelle.
- **Délai maximal d'étalement** noté par τ_{max} est le retard entre la première et la dernière composante du signal au cours de laquelle la puissance reçue, est inférieure à un certain seuil, par exemple 20 dB sous la plus forte composante.
- **L'étalement des retards** ou τ_{RMS} est l'écart quadratique moyen des retards pondérés par leur puissance et il est donné par le moment d'ordre deux de la réponse impulsionnelle. Il fournit une mesure de la variabilité du retard moyen.

- **Bande de cohérence** correspond à la largeur de bande de fréquence sur laquelle la fonction de corrélation de deux échantillons de la réponse du canal pris en même temps mais à des fréquences différentes devient inférieure à une valeur appropriée. La bande de cohérence est la bande de fréquence pour laquelle la réponse fréquentielle du canal peut être considérée comme constante. Elle est liée à l'étalement temporel des chemins [15].

En outre, la largeur de bande de cohérence est liée à l'étalement RMS par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}} \quad (2.2)$$

2.7 Fréquence sélective et Fréquence non sélective

La sélectivité de fréquence est aussi une caractéristique importante des canaux à évanouissement [13-16].

- **L'évanouissement à fréquence non sélective** ou fréquence plate, a lieu quand toutes les composantes du signal transmises sont affectées de façon similaire, c'est le cas de systèmes à bande étroite

$$\text{Si } B_s \ll B_c$$

où B_s est la largeur de bande du signal transmis, et B_c est la largeur de bande de cohérence du canal. Ce type d'évanouissement génère une dégradation des performances dû au faible SNR.

- **L'évanouissement à fréquence sélective** si les composantes spectrales du signal transmis sont affectées par des gains d'amplitudes différentes et des décalages de phases. C'est le cas des systèmes à large bande

$$\text{Si } B_s \gg B_c$$

Les multi-trajets ne s'évanouissent pas de la même façon. Le canal agit comme un filtre, les multi-trajets (resolvable multipath components) s'étendent au-delà du symbole ce qui génère des ISI.

En combinant l'effet de sélectivité avec l'effet Doppler, qui agit plutôt sur la rapidité des évanouissements, on peut lister quatre types de canaux à savoir [16]

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

On peut aussi résumer l'effet de sélectivité et de Doppler sous forme schématique comme le montre la Figure 2.4.

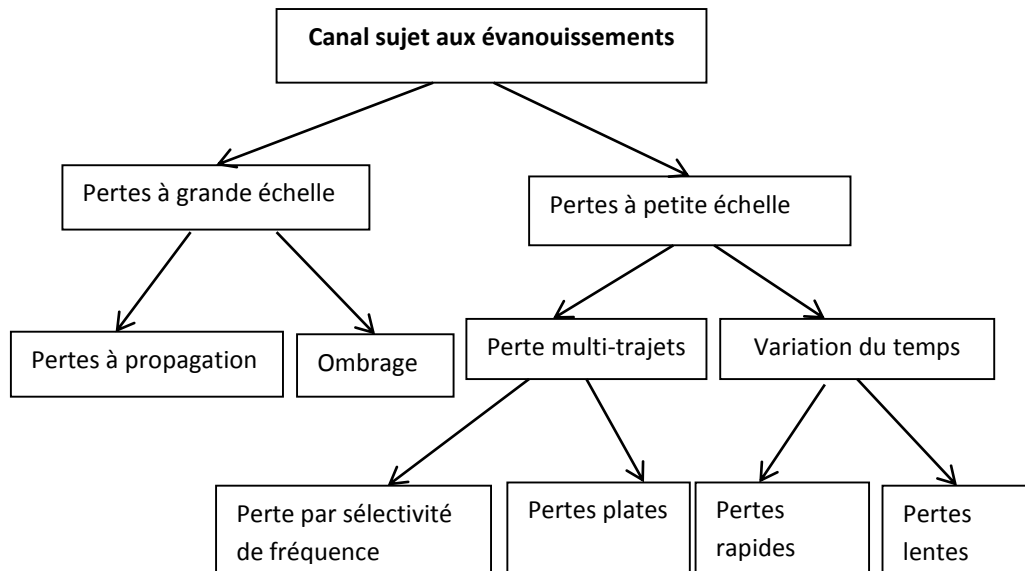


Fig 2.4 Canal sujet aux évanouissements [16]

2.8 Types de canaux de communication

Parmi les types de canaux de communications les plus utilisés sont :

2.8.1 Canaux réels AWGN

Le canal réel Gaussien ou l'AWGN réel, signifiant canal à bruit blanc additif Gaussien, considère le modèle suivant où le signal au niveau du récepteur est [15]

$$Y=X+Z, \quad Z \sim N(0, \sigma_n^2) \quad (2.3)$$

où X est le signal d'entrée vue comme un processus aléatoire réel, et Z est la partie bruit représentant le bruit total qui est un processus aléatoire Gaussien de moyenne

nulle de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance $N_0/2$ suivant une loi normal ou distribution Gaussienne définit par la fonction densité de probabilité [15],

$$f_Z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (2.4)$$

2.8.2 Canaux multi-trajets

L'évanouissement des multi-trajets est dû à la combinaison constructive et destructive des composantes du signal aléatoirement, retardées, réfléchies, diffusées, et diffractées. Ce type d'évanouissement est relativement rapide et donc responsable des variations du signal à courts termes. Dépendant sur la nature de l'environnement de propagation radio, il existe différents modèles décrivant le comportement statistique de l'évanouissement de l'enveloppe des multi-trajets [15].

- a. Le signal transmis.** On considère un système DS-CDMA binaire avec K_u utilisateurs indépendants partageant simultanément le canal, transmettant chacun avec une puissance P et une fréquence $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$, utilisant un débit symbole $R_b = 1/T_b$ et un débit chip $R_c = 1/T_c$. Le k^{ieme} utilisateur où $k=1,2,\dots, K_u$, lui est assigné un code unique $\{c_{k,j}\}$ composé des éléments chip $(+1,-1)$, telle que la forme d'onde du code est donnée par [15]

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_{kj} P_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.5)$$

où la fonction $P_{T_c}(\cdot)$ dénote l'impulsion chip de durée T_c . Dans le cas d'unique fréquence porteuse, on suppose que $P_{T_c}(\cdot)$ est une impulsion rectangulaire unitaire.

La séquence de code $\{c_{k,j}\}$ est supposée périodique, de période égale au gain de traitement $PG = T_b/T_c$. La forme d'onde du signal de donnée $b_k(t)$ est [15] :

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{kj} P_{T_b}(t - jT_b) \quad (2.6)$$

est une BPSK de fréquence porteuse f_c , qui est étalée par la suite par la séquence du code de l'utilisateur et enfin transmise à travers le canal. Le signal transmis résultant du $k^{ième}$ utilisateur $s_k(t)$ est donc donné par [15] :

$$s_k(t) = \sqrt{2P} c_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.5)$$

Le signal composite transmit $s(t)$ à l'entrée du canal peut alors s'exprimer comme

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K_u} \sqrt{2P} c_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.6)$$

b. Le modèle du canal. Les systèmes DS-CDMA impliquent un processus d'étalement résultant sur le signal transmis, dont la largeur de bande est plus grande que la largeur de bande de cohérence, et subit un évanouissement à fréquence sélective. Ce dernier, est modélisé par un filtre linéaire dans lequel le $k^{ième}$ utilisateur est caractérisé par une réponse impulsionnelle complexe donnée par [15] :

$$h_k(t) = \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_{kp} e^{-j\theta_{kp}} \delta(t - \tau_{kp}) \quad (2.7)$$

où $\delta(\cdot)$ est la fonction delta de Dirac, p est l'index de trajets, et $\{\alpha_{kp}, \theta_{kp}, \tau_{kp}\}$ pour $p = 1, 2, \dots, L_p$ sont respectivement les amplitudes, les phases et les retards aléatoires, on les suppose mutuellement indépendants, et L_p est le nombre de trajets. Le premier et le dernier trajet, sont liés par le retard maximal d'étalement [15].

On suppose un évanouissement lent, tel que L_p soit constante à travers le temps, et $\{\alpha_{kp}, \theta_{kp}, \tau_{kp}\}$ sont constantes sur un interval de symbole. Si les différents trajets d'une réponse impulsionnelle donnée sont générés par différents diffuseurs, ils ont tendance à présenter des corrélations négligeables [15]. Dans ce cas il serait raisonnable de supposer que les $\{\alpha_{kp}\}$ sont des variables aléatoires statistiquement indépendants, mais d'autres supposition peuvent être faites [15].

Après le passage dans un canal à évanouissement, le signal est perturbé par un bruit blanc Gaussien additif AWGN, de densité spectrale de puissance $N_0/2$ (W/Hz). Le bruit AWGN est supposé indépendant de l'évanouissement des amplitudes α_{kp} [15].

c. Au niveau du récepteur. Avec la propagation des multi trajets, il suit des deux dernières équations que le signal $r(t)$, dont la composante du signal est la convolution temporelle de $s(t)$ et $h(t)$, peut être écrit comme [15] :

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^{K_u} \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_{kp} c_k(t - \tau_{kp}) b_k(t - \tau_{kp}) \cos((t - \tau_{kp}) + \theta_{kp}) + n(t) \quad (2.8)$$

où $n(t)$ est le processus de bruit AWGN reçu, τ_{kp} et θ_{kp} sont des variables aléatoires IID modélisant respectivement le délai et le déphasage initiale sur $[0 T_s]$ et $[0 2\pi]$.

Le facteur représentant l'évanouissement α_p possède une variance σ_α^2 dans le cas où ce paramètre suit une loi de Rayleigh ou de Rice (d'autres distributions peuvent être considérées telles que Nakagami), sa distribution sera comme suit [15]:

- **Modèle de Rayleigh.** La distribution de Rayleigh est fréquemment utilisée pour modéliser l'évanouissement des multi-trajets sans trajet directe ou le cas du no line-of-sight (NLOS). Dans ce cas, l'évanouissement de l'amplitude du canal est distribué selon [15]

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma_\alpha^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma_\alpha^2}} \quad (2.9)$$

- **Modèle de Rice.** La distribution de Nakagami-n connue sous la distribution de Rice, est souvent utilisée pour modéliser la propagation de trajets composés d'une puissante composante directe ou LOS et de plusieurs composantes faibles. Dans ce cas l'évanouissement de l'amplitude du canal suit la distribution [15]

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma_\alpha^2} e^{-\frac{\alpha^2 + \kappa^2}{2\sigma_\alpha^2}} I_0\left(\frac{\alpha\kappa}{\sigma_\alpha^2}\right) \quad (2.10)$$

où κ est un paramètre de non centralité dû au trajet direct et I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 [15-17].

Les obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsqu'un émetteur et un récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS, la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison [18].

2.9 Catégories de canaux multi-trajets

- **Canal multi-trajets discret** les signaux de multi-trajets sont constitués d'un nombre relativement petit et identifiable (resolvable) de composants réfléchis par des structures rencontrées dans les zones ouvertes et les milieux ruraux [15].
- **Canal multi-trajets diffus** les signaux multi-trajets sont générés par un grand nombre de réflexions (iresolvable), comme il peut se produire dans une région montagneuse ou dans un environnement urbain dense [15].

2.10 Environnement multi-utilisateurs

Beaucoup de systèmes sans fils sont de type multi-utilisateurs. Dans un système multi-utilisateurs, des liaisons de communication multiples travaillent autour d'une ressource totale temps-fréquence, de telle sorte que chaque utilisateur particulier soit capable de transmettre ou de recevoir des données en parallèle avec d'autres utilisateurs de façon indépendante [15].

Un exemple de system multi-utilisateurs où un seul émetteur transmet des données à plusieurs utilisateurs est la liaison descendante d'un système satellitaire ou d'un système cellulaire terrestre. Chaque utilisateur dans un tel système doit être capable de filtrer la donnée qui lui est adressée individuellement à partir d'un signal observé contenant des données envoyées à plusieurs utilisateurs [15].

Un autre cas est la liaison montante satellitaire ou système cellulaire terrestre, où un nombre d'émetteurs parallèles et seulement un seul récepteur doit séparer et détecter la donnée de chaque utilisateur individuellement dans le signal reçu résultant. Dans la conception de n'importe quel système multi-utilisateurs, la principale issue est comment fournir l'accès multiple, l'habilité de plusieurs abonnés à utiliser un canal de communication simultanément avec un minimum d'interférences mutuelles [19].

Ainsi des schémas d'accès multiples sont utilisés pour permettre à beaucoup d'utilisateurs mobiles de partager simultanément un canal commun [19].

2.10.1 La FDMA

C'est la technologie permettant l'accès multiple par division de fréquence ou (Frequency division multiple access) assigne des canaux individuels (bandes de fréquence limite) à des utilisateurs séparément, en utilisant un filtre passe bas au niveau de l'émetteur. Les signaux sont transmis en parallèle à travers le canal de transmission avec des fréquences porteuse distinctes. Ces bandes de fréquences sont assignées sur demande d'utilisateurs nécessitant le service. Durant la période d'appel, aucun autre utilisateur ne peut utiliser la même bande de fréquence. La plage de bande des canaux FDMA est relativement étroite (25–30 kHz), vu que chaque canal supporte seulement un appel par porteuse. Ainsi, la FDMA est habituellement implémentée dans les systèmes à bandes étroites [19-23].

En réception, les porteuses sont séparées par des filtres passe bande placés en parallèle et centrés sur les fréquences porteuses des messages à détecter. La largeur de ces filtres est déterminée afin de ne pas couper le spectre du signal. A la sortie du filtre passe bande, le signal est démodulé et traverse un filtre passe bas permettant d'écarter les composantes indésirables et de récupérer le message en bande de base [17].

Dans la conception de tels systèmes, afin de préserver la séparation des signaux des utilisateurs, il est souvent forcé d'introduire des intervalles de garde de fréquence entre les spectres adjacents, ce qui conduit à réduire le nombre d'utilisateurs. La FDMA est communément utilisée dans les systèmes analogiques et sans fil numériques (radio, TV, mobile, etc.) [19-23].

2.10.2 La TDMA

Appelés aussi par les systèmes à accès multiple par division de temps (Time Division Multiple Access), divise le temps transmis en intervalle de temps (time slots) où chaque intervalle ou slot time est alloué à un utilisateur pour émettre ou recevoir. Chaque utilisateur occupe cycliquement un motif répétitif (repeating wording), ainsi le canal peut être considéré comme un intervalle de temps particulier qui se reproduit aux localisations de l'intervalle dans chaque trame. Contrairement, aux systèmes FDMA, qui peuvent accommoder une modulation de fréquence analogique FM, des données et une modulation numériques doivent être utilisées avec la TDMA. La TDMA a trouvé ses applications dans plusieurs systèmes tels que la radio mobile 2G (GSM, IS-136 etc) [1].

Contrairement à la FDMA, en TDMA la synchronisation est strictement nécessaire entre les signaux des utilisateurs à l'entrée du récepteur, pour éviter le chevauchement et la création d'interférences mutuelles. Des intervalles de temps de garde sont introduits entre les signaux d'utilisateurs adjacents, pour éviter les chevauchements des intervalles de temps alloués, ce qui réduit le nombre d'utilisateurs [19-23].

2.10.3 La CDMA

La CDMA est réalisée en utilisant la modulation d'étalement de spectre durant la transmission de signaux à partir d'utilisateurs multiples avec la même bande de fréquence, et en même temps. Tous les signaux utilisent le même spectre alloué, seulement les séquences d'étalement ou les sauts de fréquences respectifs diffèrent. Cependant, même avec la détection d'un seul utilisateur la CDMA est avantageuse pour les réseaux cellulaires car le besoin de coordination de la fréquence et de l'intervalle de temps par rapport aux cellules est éliminé, de plus elle permet la

réutilisation de fréquence dans les cellules adjacentes. La planification de fréquence est vastement simplifiée. L'avantage est important offert par une telle technologie dans l'accommodation de la voie dans les réseaux de communication. Le nombre d'appels des utilisateurs peut augmenter tout en maintenant une puissance moyenne spécifique d'interférence. Le second avantage de la CDMA est sa simplicité avec la combinaison de réseaux d'antennes qui sont soit à diagramme adaptatif ou fixe, couvrant les secteurs cellulaire. Beaucoup d'autres avantages existent permettant la résistance : aux signaux brouilleurs, à l'interception et aux interférences multi-trajets [20]. Les différentes techniques d'accès multiples vues plus haut sont illustrées sur la Figure 2.7.

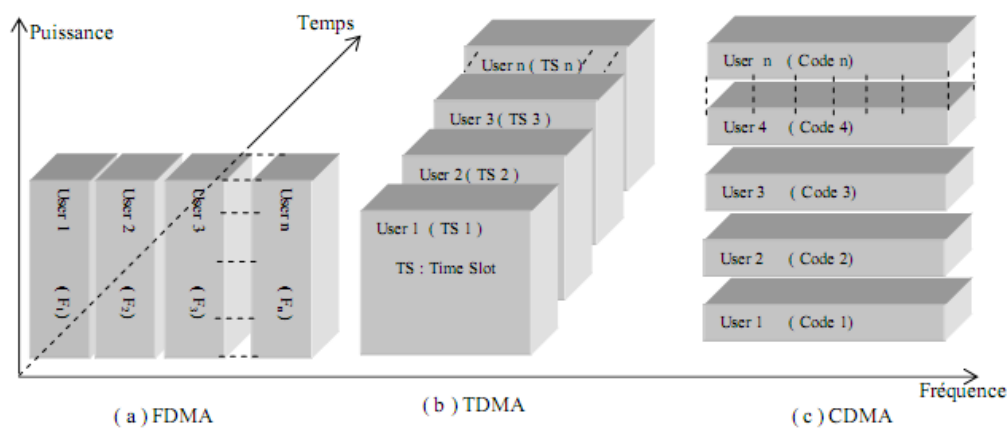


Fig 2.7 Représentation schématique des trois techniques d'accès multiple [15].

2.11 Etalement du spectre

Les techniques de modulation développées telle que la BPSK, QPSK, FSK ont été conçues pour communiquer des informations numériques d'un point à un autre efficacement que possible dans un environnement stationnaire AWGN. Les démodulateurs d'un autre côté, ont été conçus pour achever une probabilité minimum d'erreur par bit, pour les signaux reçus dans un canal AWGN. En revanche, les systèmes

de communication militaires qui sont toujours brouillés par des ondes continues CW (continuous wave tone) autour de la fréquence centrale du modem, ne peuvent pas modéliser le canal comme stationnaire AWGN. Ce type d'interférence est difficile d'éliminer. Une modulation plus avantageuse par rapport aux modulations classiques, est celle utilisant l'étalement spectrale. En effet, elle porte ce nom du fait que la largeur de bande transmise employée, soit beaucoup plus grande que la largeur de bande minimum requise à transmettre une information numérique. Le modem doit posséder les caractéristiques suivantes [21]:

- La largeur de bande du signal transmis doit occuper une largeur de bande beaucoup plus large que celle de l'information [21].
- La démodulation doit être accomplie par corrélation du signal reçu avec la réplique du signal utilisé au niveau de l'émetteur pour étaler le signal d'information [21].

Un grand nombre de techniques de modulation utilisent une transmission avec une largeur de bande plus grande que le minimum requis pour la transmission de données, mais ne sont pas des modulations à étalement de spectre, on peut prendre pour exemple la modulation à large bande de fréquence, ou le codage à débit faible (low rate coding) [21].

Les techniques d'étalement du spectre sont très pratiques dans la résolution de vastes problèmes de communication. Le degré d'amélioration de performance atteint à travers l'utilisation d'une telle modulation est défini par le gain de traitement ou (processing gain) noté par PG du système de spectre étalé, et qui consiste en la différence entre les systèmes utilisant l'étalement du spectre et ceux non utilisant

cette technique. Une approximation très utilisée pour le gain de traitement est le rapport de la largeur de bande étalée à la largeur de la bande de l'information [21].

2.11.1 Intérêts de l'étalement du spectre

On peut citer quelques principaux intérêts de l'étalement du spectre voir [21]

- Très utilisé dans la conception de systèmes caractérisés par une faible probabilité de détection (low probability of detection systems) ou LPD, dont la conception du schéma de signalement résulte en un minimum de probabilité qui sera détectée dans un intervalle donné. Les techniques d'étalement de spectre peuvent significativement aider le concepteur de tels systèmes, à achever son but.
- Les signaux brouilleurs ou (pulse-noise jamming), qui sont une source de dégradations sévères des performances du système, peuvent être éliminés en combinant les techniques d'étalement du spectre, la détection et la correction d'erreur.
- Cette technique possède la capacité d'éliminer l'effet des interférences multi-trajets.
- En utilisant les techniques d'étalement du spectre, le canal peut conserver la même capacité avec un SNR réduit au minimum, en augmentant la largeur de bande transmise.
- Fournit une confidentialité due aux codes aléatoires inconnus utilisés.
- Consiste d'une densité spectrale de puissance faible puisque le signal est étalé sur une large bande de fréquence et devient non détectable.

2.11.2 Modulations utilisées dans l'étalement du spectre

Les principales techniques de modulation utilisées, sont la DS-SS et la FH-SS. Dans une transmission à étalement de spectre par séquence directe (DS-SS), les symboles sont multipliés par une séquence pseudo-aléatoire qui augmente la largeur de la bande. La séquence pseudo-aléatoire PN, représente le code d'un utilisateur donné est connu par l'émetteur et le récepteur. L'expansion spectrale dans la DS-SS est achevée en modulant chaque unité d'information à transmettre sur une séquence de code aléatoire comme des impulsions, appelée aussi la séquence de signature propre à chaque utilisateur. L'impulsion appelée aussi chip comme déjà expliqué possède une largeur T_c . Dans les récepteurs DS-CDMA, les signaux DS sont démodulés en multipliant le signal reçu par une réplique de la signature utilisée dans le transmetteur. La condition d'alignement est essentielle pour une démodulation réussite afin d'achever le processus de synchronisation et d'extraire les données [1,2].

La seconde technique connue, est le saut de fréquence à spectre étalé (FH-SS), où le saut de fréquence signifie un changement rapide de la fréquence de transmission à travers une large bande. Le débit de saut d'une fréquence vers une autre est une fonction du débit de l'information, et l'ordre spécifique dans lequel les fréquences sont occupées, est une fonction du code de la séquence [22].

Comme la DS-SS, la FH-SS fournit également une capacité d'accès multiple en utilisant des codes orthogonaux pour les différents sauts des canaux de communication. Il existe d'autres techniques, telle que la TH-SS utilisant un saut temporel d'un train d'impulsions de courte durée. D'autres techniques hybrides existent [1].

Aussi, la réception peut être cohérente ou non-cohérente. En réception cohérente, le récepteur suppose connaître (ou par un moyen d'estimation) la phase de la porteuse et la fréquence. La synchronisation de la porteuse peut être faite par la génération de la porteuse locale ayant la même phase et fréquence que celle reçue. Dans le cas de la synchronisation du code, une détection non-cohérente est généralement utilisée au niveau du récepteur, dans ce cas on n'a pas besoin de connaître la phase de la porteuse et la fréquence. Une fois cette étape réalisée, il serait alors possible de procéder à la détection du signal. Ainsi, la fonction de synchronisation reste cruciale et indispensable pour la démodulation des données d'origine [1,2].

Par ailleurs il existe un gain PG de traitement dont sont caractérisés les systèmes à spectre étalé déjà cité, un paramètre de mesure de l'élargissement de la bande passante obtenue par la modulation. Ainsi, l'interférence sur le signal désiré est atténuée par un facteur aussi égal à PG [1,2].

Pour les systèmes DS-SS, le gain PG peut être vu comme le rapport du signal à l'interférence au niveau du récepteur après l'opération de désétalement. Un important gain PG implique une grande immunité contre l'interférence. En revanche, durant le processus d'acquisition du code d'un système SS, le signal reçu reste fondamentalement comme un signal à large bande combiné aux interférences et au bruit. En particulier, puisque PG ne peut pas être exploitée à ce stade initial, les effets des interférences et le bruit ne peuvent être exclus [23].

L'étalement du spectre est réalisé à l'émission grâce à une séquence de données $b(t)$ étalées par un code $c(t)$, qui au niveau du récepteur sera utilisé pour la fonction de désétalement du signal reçu, à ce stade une acquisition initiale est requise

suivie par une synchronisation fine entre le signal reçu et la séquence de code local généré par le récepteur, de façon à récupérer les données initiales de façon correcte [1,2].

2.12 Séquences pseudo-aléatoires

Les systèmes CDMA utilisent des séquences pseudo-aléatoires qui doivent être les plus orthogonales possibles, pour différencier les utilisateurs, appelées codes ou séquence pseudo-aléatoire PN composée d'une séquence de +1 et -1, qui possèdent certaines propriétés spécifiques d'auto-corrélation. Les séquences pseudo-aléatoires constituées de {+1, -1}, (notées aussi par 1, 0 selon l'approche) sont générées par matériel ou logiciel. Ces codes doivent respecter différentes propriétés [24,25]:

- Equilibre (*balance*) des '0' (ou -1) selon la notation et '1'
- La distribution des séquences (*run lengths*) de 1 consécutifs suit une loi géométrique : Une moitié des séquences est de longueur 1, un quart est de longueur 2, 1/8 est de longueur 3, càd une fraction de $1/2^n$ est de longueur n.
- Propriété de décalage : si ces séquences sont décalées d'un nombre non nul d'éléments, la séquence résultante aura la moitié de ses éléments les mêmes que dans la séquence d'origine et l'autre moitié de ses éléments différents de la séquence d'origine.

Parmi les séquences les plus utilisés sont les séquences à longueur maximale et les séquences de Gold [24,25].

2.12.1 Séquence-m

Une séquence maximale est une séquence PN (Pseudo-Noise) périodique, pour laquelle la longueur L_c de la période est maximale pour le nombre n de bascules du registre à décalage et vaut, $L_c = 2^n - 1$. La longueur L_c représente le nombre de chips dans une période. La génération des codes PN peut se faire grâce à des registres à décalage à contre réaction linéaire ou LFSR (Linear Feedback shift register) construits sur un polynôme caractéristique, dont les coefficients sont notés par g_i et qui ne peuvent prendre que les valeurs de '1' ou de '0', le polynôme est de degré n puisque il y a n bascules [24-25].

La Figure 2.8 montre un tel dispositif pour la génération de m-séquence

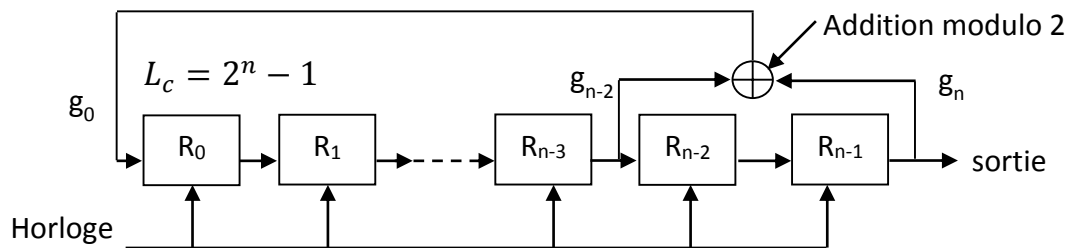


Fig 2.8 Génération du code PN

Parmi les propriétés des m-séquences :

- La séquence de taille maximale contient plus de '1' que de '0'. Cette propriété est appelée propriété de balance
- La fonction d'autocorrélation est $R_{cc}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{pour } \tau = 0 \\ -1/L_c & \text{pour } T_c \leq \tau < L_c T_c \end{cases}$
- La fonction d'inter-corrélation $R_{c_1 c_2}(\tau) \geq \sqrt{L_c}$
- La somme d'une m-séquence avec sa version décalée, est une autre m-séquence décalée de la même m-séquence.

Les séquences PN sont choisies en fonction de la sécurité (chiffrement) qu'elles offrent est leurs propriétés d'auto-corrélation [25].

2.12.2 Séquence de Gold

Ce sont des codes pseudo-aléatoires, où le générateur est composé de deux m -séquences, dont les sorties sont additionnées par une opération XOR. L'ensemble des séquences est formé en répétant cette opération, pour les n décalages 'phases' possibles. Ces codes sont à inter-corrélation et auto corrélation bornées, obtenus en additionnant (modulo 2) deux m -séquences appariées. Tous les codes ne sont pas équilibrés, et ne peuvent prendre que trois valeurs [25] : -1, - $t(n)$ et $t(n) - 2$, où $t(n)$ est définie par :

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(n+2)/2} & \text{si } n \text{ pair} \\ 1 + 2^{(n+1)/2} & \text{si } n \text{ impair} \end{cases} \quad (2.11)$$

avec n égal au nombre de bascules des registres à décalage des deux séquences maximales d'origine.

Les codes de Gold sont aussi particulièrement efficaces pour l'acquisition dans le processus de synchronisation. Ces codes possèdent une mauvaise autocorrélation par rapport aux m -séquences, mais une meilleure inter-corrélation [24-25].

2.13 Conclusion

Ce chapitre avait pour but de présenter les systèmes cellulaires radio mobile, leur principe de fonctionnement et le canal radio en essayant d'expliquer les mécanismes de propagation dans la création de multi-trajets ainsi que les phénomènes d'évanouissement pouvant perturber la communication. Par la suite nous avons présenté l'environnement multi-utilisateurs et notamment les techniques d'accès multiples. En particulier, nous nous sommes intéressés aux techniques de modulations utilisant l'étalement du spectre, en exposant l'intérêt de l'étalement du spectre, en terminant brièvement par quelques codes utilisés dans la synchronisation initiale. Alors que, la synchronisation du code, ainsi que l'état de l'art sont présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

SYNCHRONISATION DU CODE PN

3.1 Introduction

Ce chapitre décrit la procédure de synchronisation du code PN, en commençant par une formulation mathématique, en passant par les stratégies de recherche employées afin d'achever le processus d'acquisition. Les différentes structures de détecteurs utilisés sont aussi exposées. Par la suite on propose l'état de l'art afin de voir les problèmes traités et les techniques appliquées dans la synchronisation initiale du code.

3.2 Formulation de l'acquisition du code

Dans les systèmes d'étalement spectral, l'information temporelle est nécessaire pour un désétalement et une démodulation réussits. Comme il a été vu, l'estimation temporelle peut être faite en deux étapes à commencer par une acquisition du code suivit par une fine estimation ou poursuite du code. Ainsi, l'acquisition est utilisée afin d'avoir un estimé temporel grossier du code, autour d'une durée d'un chip T_c , qui est l'incertitude temporelle $\pm 0.5T_c$. La poursuite est ensuite activée en achevant et en maintenant une synchronisation fine [25].

La région d'incertitude est déterminée par le temps de transmission de l'émetteur et le retard de propagation, pratiquement beaucoup plus longue que la durée d'un chip. A cause de la recherche de tous les retards possibles, une région d'incertitude large signifie une région de recherche longue. De plus l'acquisition du code, doit être accomplie dans des environnements à faible SNR et en présence d'interférences. La possibilité d'évanouissement du canal et la présence des interférences multi-utilisateurs peuvent rendre l'acquisition du code très compliquée à achever. Pour commencer nous considérons la formulation mathématique de l'acquisition du code [1,2].

La formulation du problème d'acquisition du code peut être établit en définissant en premier le signal DS reçu de la forme [1,2] :

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t), \quad (3.1)$$

où $s(t)$ est le signal transmis se propageant par une séquence de code, τ est le retard associé à la transmission et $n(t)$ représente le bruit additif plus l'interférence [1,2].

La séquence de code (ou code d'étalement) est constituée d'une succession d'impulsions rectangulaires q pseudo-aléatoires représentées par des '1' et des '0' binaires. Chaque impulsion est notée par un chip de largeur T_c . En raison, du délai inconnu imposé par le canal radio, la position temporelle correcte de la séquence de code n'est pas connue par le récepteur. Le récepteur génère une réplique du code d'étalement avec un délai contrôlable τ_{local} , telle que cette séquence locale coïncide avec celle reçue. La tâche de synchronisation de code consiste à aligner les deux séquences reçue et locale dans le domaine temporel ou en d'autres mots, fournir une estimation $\hat{\tau}$ du retard τ reçu tel que le retard local soit $\tau_{local} = \hat{\tau}$ [1,2].

En reprend le même signal de l'équation (2.8), en considérant un récepteur composé de M antennes fonctionnant dans un canal à chemins d'accès multiples d'ordre L_p , et appliquant une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). On représente un signal CDMA multi-utilisateur dans un canal à chemins d'accès multiples, modélisant le cas général des signaux DS-SS trouvés dans d'autres systèmes, peut s'écrire sous la forme générale au niveau de la $l^{ième}$ antenne comme suit [1,2] :

$$r_l(t) = \sqrt{2P_k} \sum_{k=1}^{K_u} \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_{lkp}(t) b_k(t - \tau_{kp}) c_k(t - \tau_{kp}) \cos(\omega_c t + \omega_{Dk} t + \theta_{lkp}) \quad (3.2)$$

avec $l = 1, 2, \dots, L$; $p = 1, 2, \dots, L_p$; $k = 1, 2, \dots, K_u$,

où $b(t)$ est le signal de donnée porté sur une fréquence angulaire ω_c , alors que P_k , c_k , et b_k , représentent respectivement, la puissance moyenne transmise, le code d'étalement et l'information de donnée de l'utilisateur k , on notera aussi par α_{lkp} le coefficient représentant le processus d'évanouissement associé au $p^{ième}$ trajet reçu du $k^{ième}$ utilisateur, observé de la $l^{ième}$ antenne, τ_{kp} les retards correspondant au $k^{ième}$ trajet du $k^{ième}$ utilisateur, ω_{Dk} représente le déplacement Doppler apparaissant dû au mouvement relatif entre le $k^{ième}$ utilisateur et le récepteur, θ_{lkp} est la phase de déplacement du $p^{ième}$ trajet du $k^{ième}$ utilisateur et $n_l(t)$ le bruit additif plus interférence à l'antenne l . Cette équation est générale. Dans notre étude l'effet doppler n'est pas considéré ainsi que les multi-utilisateurs [1,2].

Notez qu'il est supposé que le délai imposé par le canal est le même que celui perçu par chaque élément d'antenne. Cette condition est remplie par des réseaux d'antennes typiques tels que, des éléments très espacés (exploitation de techniques de diversité) ainsi que des éléments très rapprochés (exploitation de techniques beamforming) [1,2].

Plus précisément on peut représenter le retard τ_{kl} comme étant la somme de deux retards modélisant la partie entière et la partie fractionnaire, représentés respectivement par Δ_{kl} et ε_{kl} , ainsi τ_{kl} prend la forme $\tau_{kl} = (\Delta_{kl} + \varepsilon_{kl})T_c$. L'estimation de ces paramètres s'effectue généralement sur deux étapes. Tout d'abord, une procédure de synchronisation grossière appelée acquisition du code est réalisée en estimant les offsets Δ_{kl} , où typiquement $\Delta = \pm 1, \pm \frac{1}{2}, \pm \frac{1}{4}, \pm \frac{1}{8}$ de T_c pour $l = 1, 2, \dots, L$. Le processus est ensuite complété avec une procédure d'alignement fin ou poursuite de code où les ε_{kl} seront estimés afin de garder les séquences parfaitement synchronisées [1,2].

3.3 Approches de base de l'acquisition du code

Le processus d'acquisition nécessite plusieurs étapes afin d'identifier la présence d'alignement entre les séquences reçus et locale. La première phase consiste à choisir la stratégie de recherche, puis la structure du détecteur utilisé par le récepteur en fonction de l'environnement du canal supposé. Le principe de l'acquisition du code, représenté dans la Figure 3.1, est examiné dans les sections suivantes.

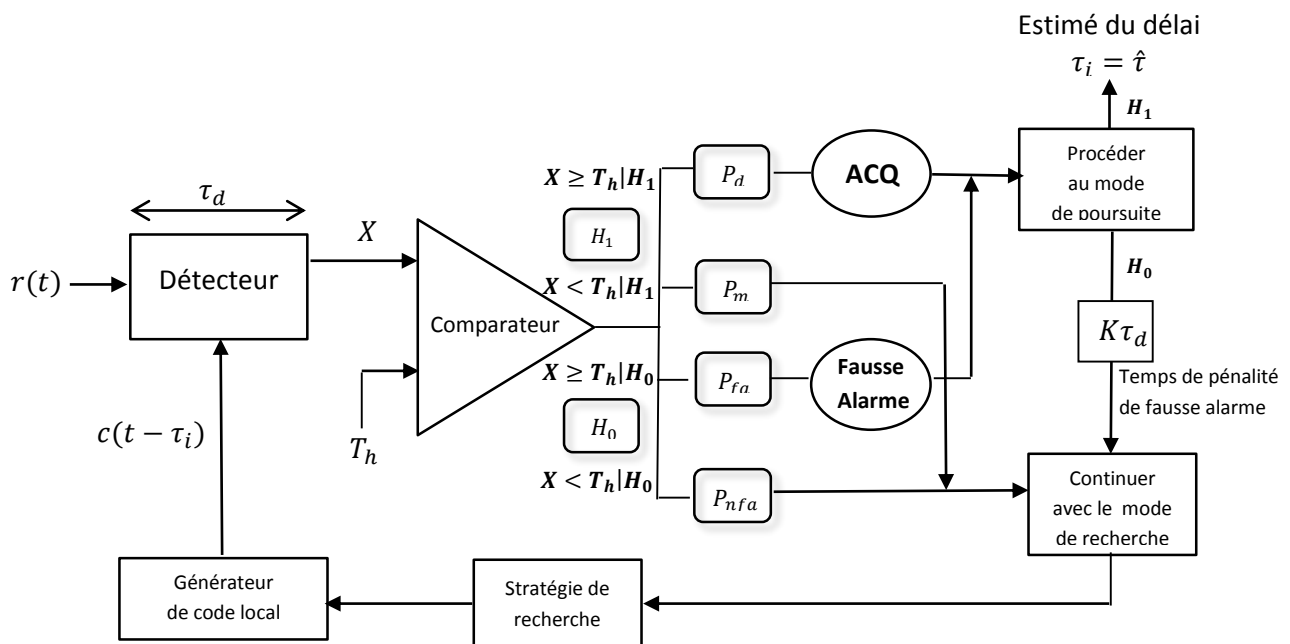


Fig 3.1 Principe de l'acquisition /poursuite du code avec la recherche série [1]

P_d : probabilité de détection, P_m : probabilité de perte ou miss,

P_{fa} : probabilité de fausse alarme. P_{nfa} : probabilité de non fausse alarme,

H_0 : hypothèse conduisant à l'état de fausse alarme,

H_1 : hypothèse conduisant à l'état d'acquisition

3.4 Stratégies de recherche

C'est la procédure avec laquelle le récepteur doit déterminer la position d'alignement entre le signal reçu $r(t)$ et le code locale $c(t)$, cette position est désormais nommée cellule synchro. La région sur laquelle se fait la recherche de la cellule synchro est appelée région d'incertitude [1,25-28]. Du point de vue pratique la longueur de la région d'incertitude est quantifiée en un nombre fini de cellules. Chaque position

relative entre les codes s'appelle une cellule de retard. La procédure d'exploration de la région d'incertitude, est appelée la stratégie de recherche. Le test classique de recherche de cellules synchro se fait par simple corrélation entre le signal reçu et le code localement généré sur un intervalle de temps appelé temps de corrélation, temps d'observation ou dwell time τ_d définit comme un multiple de chips [1, 2, 21].

On emploie alors, un détecteur pour effectuer l'opération de corrélation. La sortie du détecteur est alors comparée à un seuil afin de décider si la position de la cellule testée correspond à une position synchro ou non, généralement un détecteur non-cohérent est utilisé afin d'éliminer le problème de la fréquence porteuse. Pour prendre une décision en vue d'une position d'alignement ou non, la sortie du corrélateur est comparée à un seuil. Ainsi, si la sortie du détecteur est au-dessus du seuil il s'agit alors d'une cellule synchro et les positions hors phase entre les codes correspondront aux cellules non-synchro [1,28].

Le test se fait cellule par cellule. L'évaluation de chaque cellule est modélisée par l'hypothèse de test employé en détection sous la notation H_i , avec $i = 1$ pour les cellules synchro (hypothèse H_1 de synchronisation) et $i = 0$ pour les cellules non-synchro (hypothèse H_0 cellule non-synchro). Ainsi, la position dans laquelle les séquences de codes sont en phase, menant vers l'état de l'acquisition (ACQ), est appelée une cellule synchro [1].

Le détecteur procède à un test continu en corrélant le signal reçu avec le code local, ainsi dans l'approche de la recherche série, les cellules définissant la région d'incertitude sont testées progressivement une par une jusqu'à ce que l'état d'acquisition ACQ soit atteint, ce n'est qu'à partir de cette étape que l'opération de poursuite ne pourra être activée afin de procéder à une estimation fine du code.

Notez qu'il pourrait y avoir autant de cellules synchro que de nombre de répliques du signal reçu [1,28].

En règle générale, il est admis que le processus d'acquisition arrive à son terme lorsqu'une cellule synchro a été détectée. Toutefois, la définition peut être étendue à considérer que le processus d'acquisition est terminé lors de la détection de plus d'un ou de l'ensemble des trajets [1].

3.4.1 Recherche série

L'approche la plus simple, utilisée en acquisition du code consiste à déplacer progressivement la phase (retard) de la séquence du code local en série par pas de ΔT_c comme définit précédemment. Le début de recherche commence à partir d'une cellule initiale arbitraire, généralement supposée non synchro. A chaque position de décalage, les phases des séquences reçue et locale sont comparées et le processus est répété continuellement jusqu'à ce qu'un alignement de phase correcte soit détecté [1]. C'est le principe de la recherche série utilisée en l'absence de connaissances a priori sur la disponibilité des plus probables positions d'alignement. Dans ce cas la pdf de la cellule synchro est censée être distribuée uniformément dans la zone d'incertitude [1]. Ce type de recherche est illustré par la Figure 3.2.

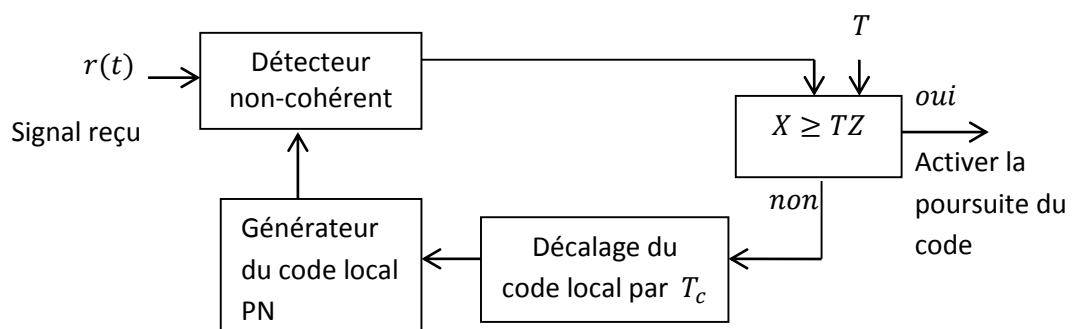


Fig 3.2 Schéma de principe de l'acquisition série

A la sortie du détecteur, après corrélation de la séquence reçue avec le code locale se forme ce que l'on appelle la variable de décision qui sera comparée à un seuil, la cellule sous teste est provisoirement déclarée comme cellule synchro, le processus d'acquisition passe en mode vérification, pour confirmer de la nature de la cellule sous test, dans le cas où elle est déclarée synchro, le processus d'acquisition est supposé achevé et le système entame alors la poursuite du code, sinon une fausse alarme est déclarée, cependant la recherche ne reprend qu'après un temps de pénalité JT_c . La recherche série est considérée l'une des plus simples des stratégies nécessitant le moins de circuiterie que les autres techniques mais avec un temps d'acquisition souvent important, cela dépend fortement du type du détecteur proposé [1].

La recherche série est la plus largement étudiée et appliquée comme technique pour l'acquisition du code. Elle a été initialement présentée par Sage [26], où l'intervalle temporel entre les codes à synchroniser varie linéairement. D'autres variantes plus sophistiquées de la stratégie série existent dans le but d'améliorer la performance de la synchronisation, se basant a priori sur la connaissance de l'étalement du code ou type de région d'incertitude (codes périodiques ou apériodiques, courtes ou longues) [1].

3.4.2 Recherche Parallèle

Contrairement à la recherche précédente, cette stratégie nécessite autant de corrélateurs que de cellules composant la région d'incertitude, la recherche se fait alors simultanément sur les q cellules définissant la région d'incertitude. Cela permet alors de réduire énormément le temps d'acquisition, mais d'autre part, la complexité de mise en œuvre d'un tel récepteur augmentera par q , ceci reste peu pratique pour les codes d'étalement long. En général, des temps plus courts d'acquisition sont estimés par des approches de recherche parallèle. Une telle approche est réalisable

dans les cas où les régions d'incertitude ne sont pas importantes, c'est le cas de courtes séquences d'étalement [1, 2]. La Figure 3.4 montre le principe d'une telle recherche.

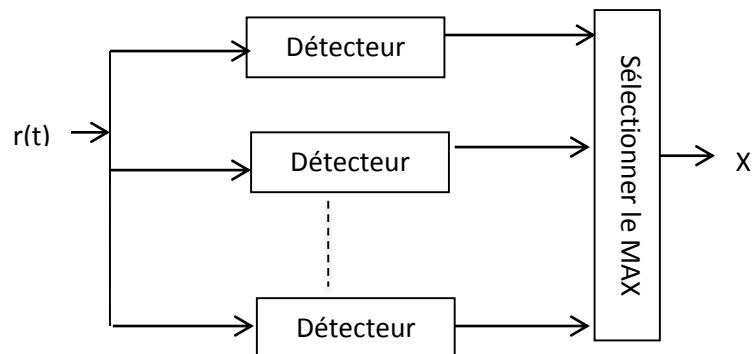


Fig 3.4 Schéma de principe de la recherche Parallèle

3.4.3 Recherche hybride

Les approches hybrides ont été proposées comme une solution ou un compromis entre vitesse et mise en œuvre de la complexité d'acquisition par rapport aux deux autres approches, plusieurs versions ont été proposées dans la littérature [1]. Parmi les schémas d'acquisition hybride existant, on peut citer la Figure 3.5.

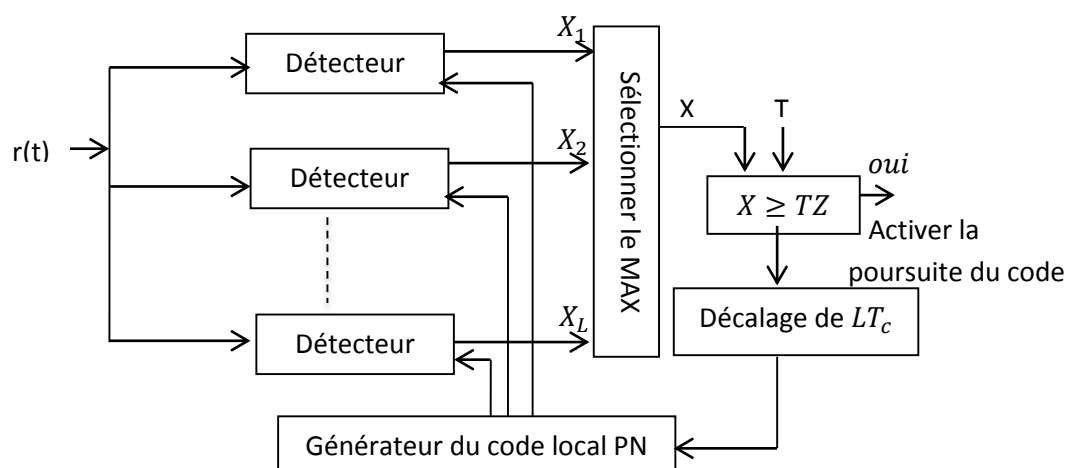


Fig 3.5 Schéma de principe de la recherche Hybride

3.4.4 Recherche maximum de vraisemblance

Cette approche comme la parallèle, consiste à tester toutes les cellules définissant la région d'incertitude, cela nécessitera aussi autant de corrélateurs que de cellules à tester. Sur une seule observation du signal reçu, l'estimé du maximum de vraisemblance du retard associé à la $p^{ième}$ composante de trajet (la $p^{ième}$ cellule synchro) correspond à la sortie maximale générée par le détecteur [1].

3.5 Structures du détecteur

Afin de déterminer si une cellule correspond à la position synchro ou non-synchro, le signal reçu $r(t)$ de (2.8), contenant le code d'étalement est corrélé avec la version locale générée au niveau du récepteur. L'opération est désignée par [1,28] :

$$\int_0^{\tau_d} r(t)c(t - \tau)dt \quad (3.3)$$

Le détecteur joue un rôle fondamental dans l'accomplissement du processus d'acquisition, sa tâche consiste à détecter, avec un degré élevé de fiabilité, la présence de cellules synchro ou non-synchro dans un environnement en présence de bruit et d'interférences [1].

Les structures de détecteurs les plus utilisées sont le détecteur cohérent et non-cohérent. Ce dernier est très sollicité quand il y a besoin de procéder à une synchronisation initiale vue que l'information sur la phase porteuse n'est pas nécessaire comme montré sur la Figure 3.5 (b). Un détecteur d'énergie est la structure utilisée pour effectuer l'opération d'autocorrélation définie dans (3.3). Le détecteur I-Q utilisé dans les récepteurs pour générer la variable de décision est considéré optimal pour les canaux à bruit Gaussien ou à évanouissement (par l'utilisation du théorème

de la limite centrale, le canal à évanouissement peut être approximé par un modèle Gaussien) [6,9].

La corrélation entre la séquence reçue et local se fait sur une durée finie de temps appelé temps d'intégration ou temps d'observation (dwell time) τ_d [1].

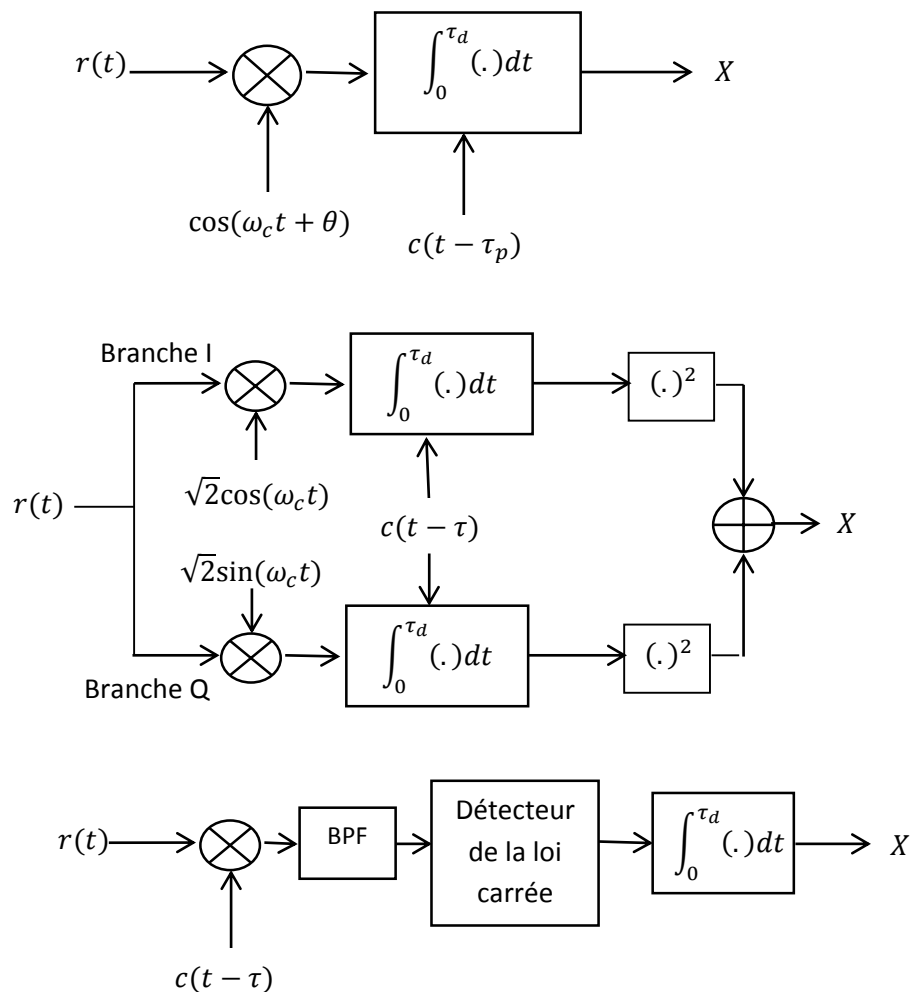


Fig 3.5 Structures du Détecteur [1]: diagramme bloc du (a) détecteur cohérent, (b) détecteur non-cohérent I-Q (c) détecteur quadratique non-cohérent.

Selon la structure du détecteur comme il est montré dans la Figure 3.5, le signal reçu subit un traitement en plus de l'opération de corrélation. La variable de sortie appelée variable de décision est alors obtenue puis comparée à un seuil de

détection. Le seuil de détection est préalablement déterminé selon le type de système de détection utilisé, ce seuil est obtenu en fixant la probabilité de fausse alarme. Le choix du seuil joue un rôle important dans la synchronisation initial ou lors de la procédure de poursuite, ainsi plusieurs travaux ont été entrepris et publiés dans la littérature. Durant ces dix dernières années, le concept de seuillage adaptatif à base du CFAR a été introduit et appliqué en communication mobile. En réalité deux types de seuillage existent, le CFAR à seuil fixe et à seuil adaptatif. Ainsi, le détecteur idéal utilisant un seuil fixe est extrêmement sensible à la variance du bruit total (bruit thermique plus interférence) [1,27].

En effet une petite augmentation dans la puissance du bruit, résulte dans une augmentation correspondante de plusieurs degrés d'amplitude dans la probabilité de fausse alarme. Le seuil fixe reste indésirable dû à la variation de l'environnement. Pour cette raison, les techniques de seuillage adaptatif sont indispensables pour maintenir un taux de fausse alarme constant CFAR. Ainsi, il est souhaitable dans un détecteur d'achever un (CFAR) taux de fausse alarme constant avec une probabilité de détection maximale [27].

Un estimé de la puissance du niveau du bruit environnement Z doit être déterminé. Pour maintenir une probabilité de fausse alarme P_{fa} à une valeur désirée, le seuil adaptatif Z est alors multiplié par un facteur de cadrage ou 'scaling factor' appelé seuil multiplicatif ou 'threshold multiplier' T [27].

Le produit TZ est le seuil adaptatif. La sortie X du détecteur est alors comparée à ce seuil pour prendre une décision [27]. A chaque instant une décision est faite basée sur quelques critères, pour le problème de test d'hypothèses binaires [27].

1. Décider H_0 quand H_0 est vraie
2. Décider H_0 quand H_1 est vraie
3. Décider H_1 quand H_0 est vraie
4. Décider H_1 quand H_1 est vraie

Dans le cas où la sortie X correspond à une cellule synchro et est supérieur au seuil adaptatif, le détecteur déclare une détection, signifiant que les deux séquences (code reçu et code local) sont en phase ou hypothèse H_1 dont la probabilité de détection est notée par [27]

$$P_d = P_r(X \geq TZ | H_1) \quad (3.4)$$

où Z est l'estimé du seuil du bruit environnant ou l'estimé du bruit de fond, dans un milieu homogène [27].

Dans le cas où la cellule sous test correspond à une cellule synchro, mais est inférieur au seuil, elle est donc considérée perdue et sa probabilité de perte ou miss est notée par [27]

$$P_m = P_r(X < TZ | H_1) \quad (3.5)$$

La probabilité de fausse alarme est déclarée si la sortie X du détecteur est supérieure au seuil alors que c'est une position non-synchro, il s'agit alors d'une fausse synchronisation, de probabilité de fausse alarme [27]

$$P_{fa} = P_r(X \geq TZ | H_0) \quad (3.6)$$

Dans le cas contraire ce n'est pas une vraie fausse alarme et est notée par [27]

$$P_{nfa} = P_r(X < TZ | H_0) \quad (3.7)$$

On note qu'il existe autant de cellules synchro que de trajets multiples, les positions restantes correspondent aux positions où les codes sont hors phase (cellules non-synchro) [28].

Les probabilités de détection et de fausse alarme sont fortement dépendantes du niveau du SNR durant l'opération de corrélation du code de même que sur certains paramètres du détecteur, et par conséquent, ils ont un impact majeur sur les performances de l'acquisition [1].

Le temps requis par le système à détecter un état de fausse alarme et de retourner à la tâche d'acquisition est une variable aléatoire connu sous le temps de pénalité, mais dans la plupart des approches théoriques, ce paramètre est modélisé comme fixe, un multiple du temps de corrélation τ_d [1].

3.6 Types de corrélateur

La corrélation entre les codes local et reçu peut être effectuée consécutivement ou simultanément [1].

- **Corrélateur actif**

Calcule la corrélation chip par chip (c.-à-d., en série) nécessitant une durée de temps pour former la variable de décision X . Une corrélation active de code d'étalement de N chips, nécessite NT_c sec. Un tel corrélateur est simple à mettre en œuvre, la Figure 3.6 (a) montre un tel dispositif [1,27,29].

- **Corrélateur passif**

Dans ce cas, un filtre adapté corrèle un nombre de chips en parallèle, ce qui contribue dans l'amélioration de la vitesse pour former la variable de décision X . Ce type de corrélateur nécessite une mise en œuvre plus complexe du fait

que la corrélation est sur une taille N (N est la taille de la fenêtre d'acquisition) où l'opération est portée sur T_c sec [1], la Figure 3.6 (b) montre un tel dispositif.

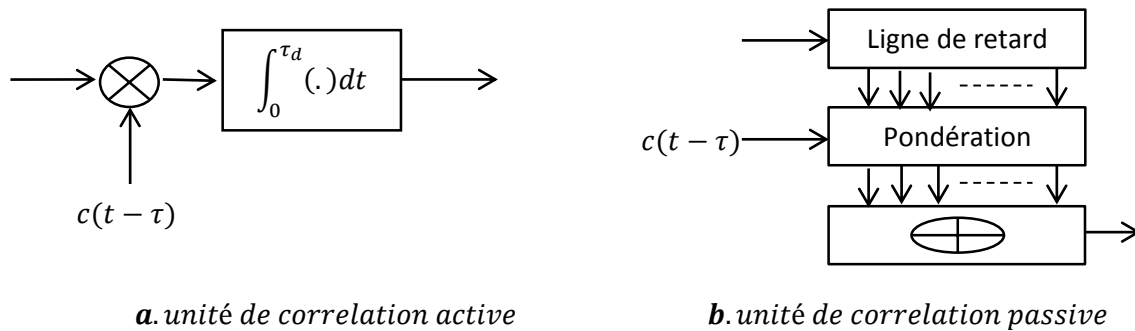


Fig 3.6 Structure du détecteur: corrélateur active et passive [1]

3.7 Etat de l'art

3.7.1 Introduction

Cette partie décrit les travaux les plus connus effectués dans le domaine de la synchronisation initiale ou acquisition du code d'un système DS-CDMA, selon la stratégie de recherche suivie, et les techniques appliquées et les nouvelles solutions présentées, qui ont été proposées pour résoudre le problème d'acquisition du code PN, dans différents environnements et selon différentes structures du récepteur.

3.7.2 Recherche série

L'acquisition du code employant la recherche série a été largement étudiée dans la littérature, en effet l'étude des performances du processus d'acquisition opérant avec une telle stratégie a été investiguée dans différents environnements. Les premiers travaux ont été entamés par Sage [26] où aucune information a priori sur la phase n'est supposée connue, la plus simple des recherches, est de supposer

l'intervalle temporel entre les codes à synchroniser variant linéairement, et qui est considérée dans la majorité des travaux [1]. D'autres stratégies plus avancées s'appliquent pour améliorer l'acquisition, dans le cas où le récepteur possède une information a priori sur les cellules (début du code, sa périodicité, sa longueur), proposées par Polydoros & Weber [29-31].

La recherche série utilisant une seule antenne, un filtre adapté, appliquant une sélection maximum et une vérification a été investiguée par Polydoros & Weber [30] et aussi par Linatti [32], où la vérification est utilisée pour améliorer le processus d'acquisition. Dans ce cas, la méthode du maximum de vraisemblance est utilisée pour l'estimation du retard, le récepteur du maximum de vraisemblance ou ML (Maximum Likelihood), fait une corrélation entre le signal reçu et le code local, puis effectue la détection de l'enveloppe et finalement prend une décision telle que l'estimé du retard du ML, soit l'instant temporel qui correspond au maximum de la sortie du détecteur d'enveloppe sur un intervalle de temps donné [2]. Cependant cette règle reste difficile à exécuter, et exige un temps de calcul excessif pour un code long.

La détection cohérente est pratiquement non utilisée lors de la conception de schémas d'acquisition, ceci revient à la non connaissance exacte de la fréquence porteuse, la phase et la fréquence doppler par le récepteur [1]. En effet, l'estimation de la fréquence porteuse est difficile à partir d'un signal DS-SS possédant un faible SNR. Une détection non-cohérente est généralement proposée, comme dans Davidovici *et al* [33], Su & Weber [34], Chawla & Sarwate [35], Tantaratana *et al.* [36], Lin & Lee [37], Wang & Sheen [38], où une acquisition séquentielle non-cohérente est investiguée dans les canaux à évanouissement lent de Rayleigh. Les résultats montrent que l'évanouissement n'affecte pas les probabilités de fausse alarme, mais réduit dramatiquement la probabilité de détection. Le temps d'observation d'une cellule

donnée est une variable aléatoire, qui devient plus court pour les cellules non-synchro et plus long pour la cellule(s) restante(s) synchro [1,38].

D'autres travaux ont été entamés par Yang & Hanzo [28], considérant l'effet des multi-trajets et des accès multi-utilisateurs MAI avec une approximation Gaussienne. Deux types de détecteurs ont été proposés, en se basant sur le test de cellule par cellule et celui de deux cellules jointes, dans un canal à évanouissement à fréquence sélective. Les résultats ont montré que la détection adoptant deux cellules jointes s'est avérée capable de combiner efficacement l'énergie de deux cellules adjacentes de phases correctes, et permettait ainsi d'améliorer le temps moyen d'acquisition mieux que la conventionnelle cellule par cellule [28].

Un nouveau schéma proposé par Shin et al [39] utilisant efficacement les multi-trajets pour l'amélioration de la performance d'acquisition dans des canaux à évanouissement, en se basant sur la connaissance a priori du nombre de trajets. Les auteurs proposent une recherche non-consécutive pour diminuer du temps de recherche basé sur le test de cellule par cellule NCS-CC et de trois cellules jointes adjacentes NCS-TC, avec mode de vérification pour renforcer la décision. Les résultats obtenus ont montré que le temps moyen d'acquisition minimal qui peut être achevé pour un SIR élevé (signal/interférence), décroît avec le nombre de multi-trajets en employant la recherche non-consécutive. Pour une valeur de SIR faible, le schéma proposé montre aussi une amélioration significative de la performance dû au gain de combinaison fourni par la détection de cellules jointes par rapport à la méthode utilisant le test de cellule par cellule, mais la performance du temps moyen d'acquisition basé sur la NCS-TC commence à croître en fonction du nombre des trajets et cela à partir du quatrième [39].

Un détecteur non cohérent non-paramétrique a été proposé dans Kim et al [40], où le seuil est déterminé sans le besoin d'estimer la variance des interférences supposées variables au cours du temps, en considérant un canal à évanouissement de Rayleigh et en supposant l'effet des accès multi-utilisateurs. Les résultats montrent que le détecteur proposé basé sur la loi du signe, présente une meilleure performance que celle du système conventionnel [40]. D'autre part, plusieurs travaux ont été entamés se basant sur les processeurs CFAR par (Kim et al [5], Kim et al [4], Oh & Han [41], Kwon et al [42], Aissaoui et al [6]), dans différents environnements proposant ainsi différentes structures de détecteurs CFAR.

3.7.3 Recherche Parallèle

La stratégie de recherche parallèle totale où toutes les cellules de la région d'incertitude sont testées en même temps a été investiguée et étudiée par (Milstein et al. [43], Davisson & Flikkema [44], Cheng [45]). Le schéma proposé a largement réduit le temps d'acquisition au détriment de la complexité du récepteur. En effet chaque cellule de la région d'incertitude doit être testée ce qui nécessitera autant de corrélateurs que de cellules incertaines. Par la suite (Sourour & Gupta [46], Sourour & Gupta [47], Chawla & Sarwate [48], Srinivasan & Sarwate [49], Corroza [50]) ont étudié l'acquisition du code dans le cas d'un canal à fréquence non sélective à évanouissement de Rayleigh et de Rice, où le récepteur est composé de filtres adaptés en parallèle.

Il a été montré que l'évanouissement de Rayleigh à fréquence sélective, cause de sévères dégradations dans la performance de l'acquisition. Principalement dû aux fluctuations de l'amplitude qui détériorent la performance de la détection. Il a été montré que le parallélisme améliore la performance plus dans un canal à

évanouissement, alors que dans un canal statique, c'est pour les grandes valeurs du SNR que l'amélioration est obtenue, tandis que pour les valeurs faibles du SNR l'usage de moins de parallélisme est recommandé. [46-50].

3.7.4 Recherche hybride

Les schémas hybrides série-parallèles ont été proposés par (Zhuang [51], Baum & Veeravalli [52], Povey [53], Kang & Lee [54]) constituant un compromis entre le temps d'acquisition et la complexité du système. L'effet des autres utilisateurs ou interférences dû à l'accès multiple sur l'acquisition du code a été étudié, sous une approximation Gaussienne (processus Gaussien). Ainsi, le renforcement du bruit affecte considérablement la détection et détériore le temps d'acquisition. D'autres schémas ont été proposés dans la littérature exploitant une recherche hybride une diversité d'antennes dans un canal statique dans Hacini et al [8] et dans un canal multi-trajets à évanouissement de Rayleigh dans Aissaoui et al [9]. Ces derniers schémas seront repris dans le prochain paragraphe.

3.7.5 Acquisition du code avec un récepteur multi-antennes

La diversité d'antenne a été largement utilisée pour combattre la dégradation de la performance du processus d'acquisition dans différents environnements. Deux techniques de traitement peuvent être distinguées selon la distance inter-élément des antennes, qui sont notamment la diversité d'antenne et le beamforming [1,2]. On peut exploiter la technique de diversité d'antenne, si les éléments sont assez espacés de l'ordre de quelques longueur d'ondes, afin d'assurer que le processus d'évanouissement associé possède un caractère statistiquement indépendant Oh et al [55]. On peut distinguer différentes schémas dans la littérature. Ainsi plusieurs travaux ont montré que la performance de l'acquisition pouvait être améliorée en utilisant un récepteur à antennes multiples comme il a été proposé par (Dlugos & Scholtz [56], Rick

& Milstein [57]). Dans le premier travail, l'estimé du retard au récepteur du maximum de vraisemblance est dérivé en utilisant des réseaux d'antenne beamforming basé sur un récepteur spatio-temporel dans un canal statique. Dans le second travail, les auteurs considèrent une acquisition parallèle, avec une diversité d'antenne dans des canaux à fréquence sélective et non-sélective. En tenant compte, de l'effet des interférences co-canal, de l'évanouissement sélectif en fréquence avec une distribution de Rice, de l'effet de masque, de l'erreur du contrôle de puissance et de la vitesse de l'entité mobile. Ils ont montré que l'acquisition dans un canal sélectif en fréquence est plus performante que pour un canal non sélectif en fréquence, ceci est dû au gain de la diversité obtenu par les trajets multiples

Dans Shin & Lee [39], une configuration générale a été proposée avec une diversité d'antennes et des corrélateurs non-cohérents, appliquant la recherche non-consécutive en exploitant les signaux multi-trajets pour la réduction du temps d'acquisition dans les canaux à évanouissement à fréquence sélective. Le schéma proposé, est constitué de groupes d'antennes disjoints, à chaque élément ou antenne lui est associé un corrélateur. La variable de décision globale est choisie comme étant la maximale, suivie par la phase de vérification. Ainsi une stratégie décisionnelle hybride généralisée est appliquée. Il a été trouvé que plus le nombre de groupes est grand et plus le temps d'acquisition est court pour de faibles valeurs de SIR, et contrairement plus petit est le nombre de groupes est plus le temps d'acquisition est court aux valeurs élevées de SIR. Les résultats ont montré que la recherche non consécutive à triple cellules jointes a fournie de meilleures performances que la recherche consécutive [39].

Dans Hacini et al [8], un schéma d'acquisition a été proposé utilisant les statistiques d'ordre et des antennes multiples dans un environnement homogène,

montrant une amélioration du temps d'acquisition par rapport aux schémas classique hybride proposé par Oh & al [55]. Toujours basé sur les statistiques d'ordre, un schéma hybride a été proposé par Aissaoui & al [9] basé sur la logique floue, où chaque antenne est suivie par un banc de corrélateurs en parallèle. Dans cette étude, un canal à multi-trajets à évanouissement de Rayleigh a été considéré. Les résultats ont montré qu'une synchronisation rapide pouvait être achevée.

Quand l'espace inter-éléments est de l'ordre de la demi-longueur d'onde, l'exploitation des techniques du beamforming est possible. L'approche de l'acquisition du code exploitant les antennes adaptatives et l'algorithme LMS a été suggérée dans Wang & Kwon [58,59]. Cette méthode du beamforming combine le seuillage adaptatif et l'algorithme LMS basé sur le calcul du poids (facteur de pondération) de l'antenne. Dans chaque branche le signal est corrélé puis pondéré. La performance de l'acquisition se trouve de plus en plus améliorée pour plus d'antennes de réception [58,59].

D'autres travaux ont été entamés par (Aghus & Barkat [60], Alhariqi et al [61], Berbra et Barkat [62]) dont l'approche considère l'utilisation de détecteurs CFAR combinée à la technique du beamforming adaptatif à base du LMS, comme une méthode pour améliorer les performances d'acquisition de code PN. Ces trois travaux seront repris dans le paragraphe qui suit, puisque l'intérêt se porte sur le seuillage adaptatif.

3.7.6 Acquisition adaptative du code

Pour prendre une décision sur une cellule particulière si elle correspond à une position synchro ou non-synchro, on peut soit comparer la sortie du détecteur à la valeur du seuil soit utiliser la sélection maximale. Le seuil est la valeur de référence utilisée pour l'acceptation ou le refus d'un critère donné. Le seuil peut être fixe ou adaptatif dépendant de l'approche de test statistique utilisée par le détecteur. Quand aucune information a priori n'est disponible, le critère de décision de Neyman Pearson s'applique en essayant de garder la P_{FA} à une valeur constante, dans le cas contraire on peut appliquer le critère de Bayes. Dans un système CFAR, les probabilités P_D et P_{FA} dépendent toutes les deux du seuil. La façon la plus appropriée d'éviter un taux de fausse alarme élevé et la dégradation de la détection en raison de divers situations environnementales, est l'utilisation de schémas d'acquisition à seuil adaptatif. Ceci signifie que le seuil adaptatif est conçu pour s'adapter aux changements dans l'environnement. Ainsi, pour faire face à la dégradation des performances dues aux canaux multi-trajets, beaucoup de systèmes d'acquisition ont été proposés. Généralement, essayant de développer une méthode de suppression d'interférences ou d'appliquer des techniques de rejection pour renforcer le processus d'acquisition [1,27].

Parmi les premiers travaux exploitant le réglage du seuil ou seuil adaptatif pour l'acquisition du code PN est celui proposé par Siess & Weber [63], où le schéma est basé sur le SNR ou le SIR pour déterminer le seuil de détection. La méthode exploitant un filtre adapté pour le réglage de seuil adaptatif, a été proposé par (Ibrahim & Aghvami [64], Kim & Lee [65]) par estimation de la variance de l'interférence à la sortie du filtre. L'algorithme CFAR dans lequel le seuil est pris par estimation de la puissance du bruit au sens du maximum de vraisemblance, a été considéré par Brigant & Mämmelä [66]. Une étude comparative de différentes techniques de réglage du seuil,

dans un canal statique et à multi-trajets a été présenté par Linatti [32]. Il a été trouvé qu'une sélection correcte du seuil conduit aussi à une bonne performance que celle atteinte par l'utilisation d'un seuil optimale (le seuil optimale fait référence à la valeur qui permet de minimiser le temps d'acquisition) [1].

D'autre part, l'utilisation de seuils multiples a été proposée par Lee & Kim [67] pour améliorer la probabilité de détection. Le seuil est sélectionné parmi des valeurs prédéterminées par les énergies de corrélation calculées dans le mode de recherche. Dans ce cas, si la valeur de la sortie du corrélateur tombe au-dessous d'un seuil minimum le processus avance vers la cellule suivante. Dans le cas contraire, au lieu de calculer le seuil à partir de l'estimé du bruit, le seuil pour le mode de vérification est sélectionné à partir d'une valeur particulière de la sortie du corrélateur. Les résultats montrent une bonne performance pour SNR élevé, et une saturation du temps moyen d'acquisition pour un SNR moyen à partir du troisième rang de seuil.

Plusieurs travaux basés sur les processus de détection CFAR ont été proposés. Dans (Kim & al [5], Kim & al [6]), où deux processeurs d'acquisition basés sur le seuillage adaptatif ont été développés dans un canal statique et à multi-trajets, à évanouissement de Rayleigh, respectivement OSAP (Order Statistics Acquisition Processor) et AAP (Adaptive Acquisition Processor), tous les deux sont à base des statistiques d'ordre. Dans le premier processeur la puissance estimée du bruit de fond est prise à la $k^{\text{ième}}$ cellule ordonnée, alors que dans le second cas en présence de multi-trajets, et afin de garder une bonne performance d'acquisition, le nombre de cellules censurées est pris plus grand que le nombre de trajets, montrant une bonne robustesse dans un tel environnement.

Un système d'acquisition adaptative utilisant l'algorithme CA-CFAR dans Oh & Han [41] où la valeur du seuil est adaptée selon l'amplitude du signal reçu. Le schéma proposé opère dans un canal à évanouissement de Rayleigh, et l'acquisition applique une recherche série avec mode de vérification. Les résultats du schéma proposé ont montré une meilleure robustesse par rapport aux détecteurs non adaptatifs. Alors que dans Kwon & al [42] un schéma hybride adaptatif plus général que précédemment a été proposé, opérant dans un canal multi-utilisateurs à évanouissement de Rayleigh. Ainsi, plusieurs détecteurs ont été appliqués tels que le CA-CFAR, le SO-CFAR et le GO-CFAR. Les résultats numériques ont montré que le GO-CFAR a de meilleure performance dans un environnement non homogène, et présente presque la même performance en milieu homogène que le CA-CFAR.

Le processeur AAP à censure automatique a été proposé par Aissaoui & al [6] pour des canaux multi trajets à évanouissement de Rayleigh, avec une recherche série. Afin d'estimer le nombre de cellules indésirables, les statistiques de variabilité ordonnées (ODV) ont été utilisées en se basant sur les travaux de Farrouki et Barkat [7]. Les résultats obtenus montrent une meilleure robustesse en présence de multi-trajets par rapport aux travaux de (Kim et al [5], Kim et al [6]).

Dans un autre travail les mêmes auteurs dans Aissaoui et al [9] proposent un schéma d'acquisition hybride avec une diversité d'antennes appliquant la logique floue FAHAP basé sur le processeur des statistiques d'ordre OS-CFAR, où chaque antenne est suivie par une banque de corrélateur. Les résultats montrent que l'augmentation du degré de parallélisme des corrélateurs dégradait la détection mais améliorait le temps d'acquisition moyen pour un nombre d'antenne fixe, et contrairement en fixant le nombre de corrélateur en parallèle et en augmentant le degré de parallélisme des

antennes, amélioreraient la détection ainsi que le temps moyen d'acquisition. D'autre part, les résultats obtenus montrent qu'une synchronisation rapide est atteinte tant que le nombre de multi-trajets ne dépasse pas le point de censure fixe dont est caractérisé l'OS-CFAR. Ceci constitue la principale limite de robustesse du détecteur OS-CFAR dans un environnement non homogène.

Comme il a été cité dans le paragraphe précédent, un schéma hybride a été proposé par Hacini & al [8] à base du processeur OS-CFAR avec une diversité d'antenne, où seul le cas homogène a été étudié, montrant une meilleure performance que celui basé sur le CA-CFAR proposé par Oh & al [55].

Les mêmes auteurs proposent par la suite un autre schéma basé sur une seule antenne et sur un algorithme qui consiste à procéder par tri par ordre décroissant des corrélations partielles puis à effectuer des tests successifs de censure basé sur Himonas & Barkat [68]. L'estimateur local du bruit est ainsi mis à jour, à chaque étape de l'algorithme, jusqu'à ce que la synchronisation du premier trajet soit détectée. Aussi, le système considéré utilise le principe de la détection à censure automatique, baptisé sous l'acronyme HAPAC proposé par Hacini et al [69]. Les résultats obtenus montrent une meilleure performance que le OSHAP (Ordered Statistic hybride acquisition processor) et le AHAP (adaptive hybrid acquisition processor), où le nombre de corrélateurs parallèle a été pris à 17 en considérant 8 détecteurs correspondant au nombre maximale de trajets, la robustesse reste maintenue tant que le nombre estimé de trajets reste inférieur au nombre supposé de trajets.

Dans les autres travaux cités plus haut dans le paragraphe des antennes multiples, par (Aghus & Barkat [60], Alhariqi et al [61], Berbra & barkat [62]) proposent respectivement différents détecteurs adaptatifs. Dans le premier travail, le processeur à base du détecteur à moyenne écrêtée ou ATM-CFAR, a été proposé. Ce processeur constitue une généralisation de l'OS-CFAR et du CMLD, à savoir que le processeur TM-CFAR, applique une double censure pour éliminer les cellules ordonnées d'amplitudes extrémales (par le haut et par le bas) sur les cellules de références entourant la cellule sous test, la somme des cellules restantes forment l'estimateur du niveau de l'environnement. Le système utilise des antennes intelligentes et un traitement adaptatif à base de l'ATM-CFAR pour la détermination adaptative des bornes limites des cellules indésirables, constituant un algorithme robuste basé sur le classement des statistiques d'ordre. Alors que dans le second travail [61], le processeur CMLD a été appliqué, basé que les statistiques d'ordre avec une censure de cellules indésirables.

De même pour le troisième travail [62], où l'algorithme ODV-CFAR a été appliqué pour l'acquisition adaptative, qui est aussi basé sur les statistiques d'ordre mais avec une censure automatique. Ainsi dans les trois travaux, chaque antenne est reliée à un corrélateur. A la sortie des corrélateurs, le bloc LMS (Least Mean Square) est utilisé pour le traitement de l'information obtenue du réseau d'antenne, afin d'optimiser les poids complexes, ainsi les signaux reçus sont pondérés par ses poids complexes obtenus, et sont sommés ensemble (corrélacion spatial) pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré.

L'optimisation est basée sur la minimisation de la contribution des interférences tout en produisant un gain de faisceau maximal à la direction de l'utilisateur désiré. Par suite, la sortie du processeur LMS passe par une unité de traitement de censure

automatique des cellules indésirables, pour pouvoir déterminer l'estimé du bruit de fond, automatiquement dans le cas de l'ATM-CFAR ou l'ODV-CFAR, alors que dans le cas du CMLD, on utilise la somme des K premières cellules ordonnées [27].

L'étude des trois travaux s'est portée seulement sur la performance de la détection, dans un canal à multi trajets à évanouissement de Rayleigh en présence des accès multi-utilisateurs MAI avec une approximation Gaussienne. Les résultats obtenus montrent la robustesse de tels détecteurs associés aux technique adaptative beamforming dans l'amélioration du processus de détection dans un tel environnement.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une introduction générale à la synchronisation du code PN, en commençant par une brève formulation de l'acquisition du code, en expliquant le principe de la recherche série. Par la suite nous avons exposé brièvement les stratégies de recherche les plus employées, les structures de détecteurs, ainsi que les paramètres décisionnels permettant d'achever une acquisition.

Dans ce chapitre, nous avons dédié la seconde partie à l'état de l'art, où nous avons essayé d'exposer la majorité des travaux publiés dans la synchronisation initiale du code PN. Pour cela nous avons procédé par classement, en commençant par examiner les travaux par rapport aux stratégies de recherches, les plus employées dans l'acquisition du code, l'inconvénient et l'avantage de telles approches ainsi que leurs évolutions. Par la suite nous avons exposé les travaux appliquant des techniques avancées notamment ceux exploitant une diversité d'antenne et les techniques d'antennes intelligentes pour améliorer le temps moyen d'acquisition employant différentes stratégies de recherche, plus spécialement les travaux employant l'annulation d'interférence ou des techniques de censure adaptative de trajets multiple, tout en expliquant les différentes structures de détecteurs proposés.

CHAPITRE 4

ACQUISITION ADAPTATIVE DU CODE PN PAR OPTIMISATION DU SEUIL DE DETECTION

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle approche d'acquisition adaptative du code PN employant une recherche série. Deux schémas sont proposés dans le but d'améliorer le processus d'acquisition dans un environnement multi-trajets à évanouissement de Rayleigh, où l'idée consiste à proposer un système distribué à base de détecteur adaptatif dont le seuil optimal de détection sera déterminé par l'algorithme PSO, permettant ainsi une meilleure exploitation de capteurs en fusion. Dans ce contexte, le nombre de cellules censurées ainsi que le seuil multiplicatif dans chaque capteur, seront déterminés en maximisant la probabilité globale de détection tout en maintenant constante la probabilité de fausse alarme.

4.2 Formulation du problème

4.2.1 Modèle du canal

Les schémas d'acquisition suggérés sont composés de L détecteurs distribués OS-CFAR et CMLD-CFAR. Chaque antenne est suivie par un corrélateur avec fusion de données. Les signaux reçus sont supposés à évanouissement indépendamment dû à la séparation spatiale des antennes par plus d'une longueur d'onde de la fréquence porteuse. La région d'incertitude est le code total. Le code total de longueur L_c est discrétisé avec un pas de ΔT_c résultant dans les cellules totales à rechercher, où T_c désigne la longueur du chip et typiquement $\Delta = 1, 1/2, 1/4$ ou $1/8$. La séquence locale d'étalement est décalée par des pas fixes de taille ΔT_c pour permettre l'alignement avec la version étalée reçue. Dans un canal à fréquence sélective, le canal à multi-trajet est modélisé par un filtre à ligne de retard à prise ou 'Tapped Delay Line' TDL. Ce dernier, consiste en L_p lignes multipliées par les coefficients correspondant aux L_p trajets reçus, comme cela est montré dans la Figure 4.1, où $s(t)$ est le signal transmis.

Ainsi, chaque trajet est caractérisé par une atténuation α_p et une phase ϑ_p particulière de l'évanouissement [55,28].

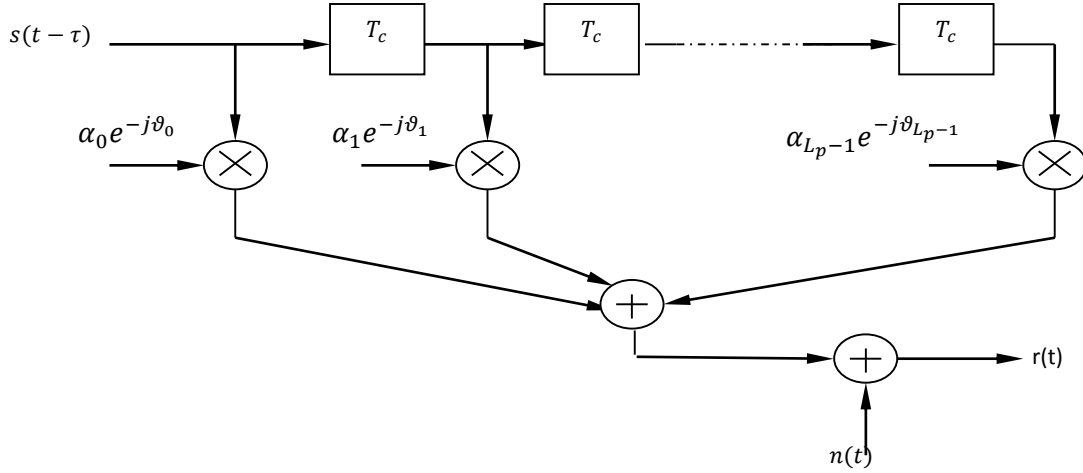


Fig 4.1 Modèle d'un canal à fréquence sélective [28]

En considérant un système DS/SS, le signal reçu est exprimé comme [28,70]

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{p=0}^{L_p-1} \alpha_p c(t - \tau - pT_c) \cos(2\pi f_c t + \vartheta_p) + n(t). \quad (4.1)$$

où P est la puissance moyenne transmise, τ est le délai du code à estimer, α_p et ϑ_p sont respectivement, les gains et les phases d'évanouissement. Les gains α_p sont modélisés comme des variables aléatoires selon la loi de Rayleigh et sont supposées indépendantes et identiquement distribuées IID, alors que les phases ϑ_p sont des variables aléatoires uniformément distribuées sur l'intervalle $[0, 2\pi]$, L_p est le nombre de trajets reçus, $c(t)$ est la séquence du code d'étalement, f_c est la fréquence porteuse, et $n(t)$ est le bruit blanc additif Gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $N_0/2$ [28,70].

Le profil d'intensité des multi-trajets ou MIP (Multipath Intensity Profil) est supposé à décroissance exponentiel de taux μ . Quand l'évanouissement total dans tous les trajets est normalisé à l'unité 1, la puissance moyenne de l'évanouissement pour chaque trajet est donnée par [39]

$$E[\alpha_p^2] = \frac{1-e^{-\mu}}{1-e^{-\mu L_p}} e^{-(p-1)\mu} \quad \mu \neq 0, p = 1, 2, \dots, L_p. \quad (4.2)$$

où $E[.]$ dénote l'espérance statistique.

D'autre part, l'évanouissement est supposé constant durant un intervalle d'observation mais change d'un intervalle à un autre indépendamment [28]. Nous supposons aussi qu'il n'y a pas de présence de modulation de donnée durant le processus d'acquisition [28].

Les signaux PN reçus avec différents retards sont en premier convertis en deux composantes en phase et quadrature de phase (I-Q) au niveau du corrélateur, puis multiplié par un code PN généré localement, sur un intervalle $\tau_d = MT_c$, où M est la taille de la corrélation partielle. Les composantes des multi-trajets sont bien séparées en fonction des propriétés de la corrélation. Les répliques du signal reçu sont indépendamment localisées dans les cellules de référence et correspondent aux cellules synchro. Les positions restantes, sont les positions déphasées entre les codes et correspondent aux cellules non-synchro [28]. Les signaux obtenus des branches I-Q des corrélateurs sont élevés au carré et additionnés pour former les variables de décision X_i^l au $l^{ième}$ capteur voir la Figure 4.2.

La cellule sous teste est notée par X_0^l au $l^{i\text{ème}}$ capteur, sera comparée au seuil adaptatif local pour fournir la décision locale, comme il peut être vue dans la Figure 4.2 (c'est la Figure 3.5(b) qui est utilisée permettant d'éliminer la fréquence porteuse seulement ici le corrélateur est remplacé par un filtre adapté). On note par L et N respectivement, les nombres de capteurs et la taille de la fenêtre de référence, ainsi on a ($l = 1, 2, \dots, L$) et ($i = 1, 2, \dots, N$).

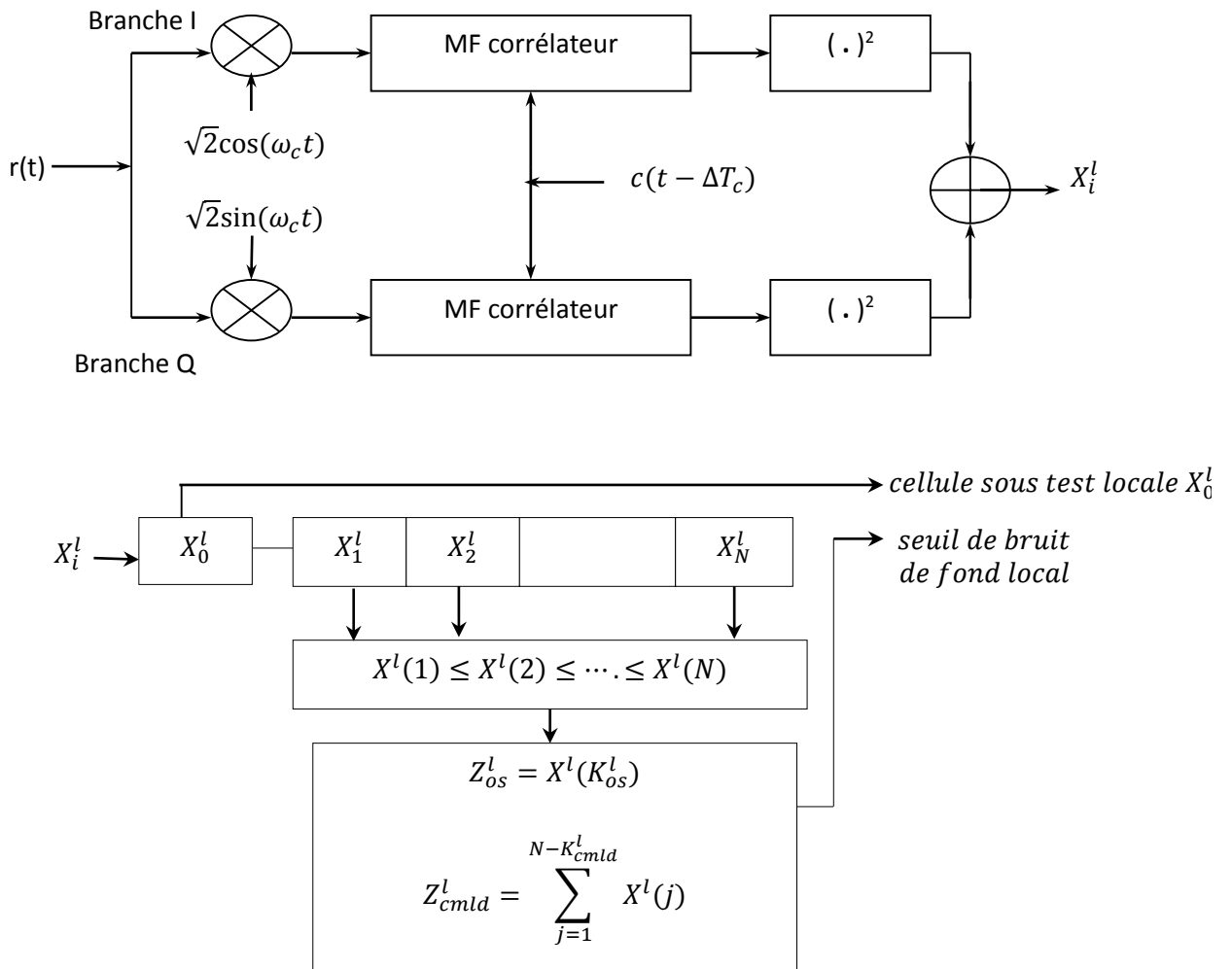


Fig 4.2 Détecteur local adaptatif OSCFAR/CMLD. **a.** structure interne du corrélateur non-cohérent; **b.** structure interne du processeur adaptif

4.2.2 Test statistique des variables de décision

Les statistiques des variables de décision pour le système d'acquisition proposé, de recherche série sont dérivées dans cette section. Plusieurs versions retardées du signal reçu $r(t)$ sont corrélées par le signal PN local puis intégrées de 0 à τ_d . Les valeurs d'intégration aux branches I-Q [6,28], au corrélateur du $l^{ième}$ capteur peuvent s'écrire comme suit,

$$X_{li}^l = \int_0^{MT_c} r(t)c(t - iT_c)\sqrt{2}\cos(\omega_c t) dt. \quad (4.3)$$

$$X_{Qi}^l = \int_0^{MT_c} r(t)c(t - iT_c)\sqrt{2}\sin(\omega_c t) dt. \quad (4.4)$$

avec $l = 1, 2, \dots, L$ et $i = 1, 2, \dots, N$.

En substituant (4.1) dans (4.3,4.4), on obtient [6,28]

$$X_{li}^l = \sqrt{P}T_c \sum_{p=1}^{L_p-1} \alpha_p d_{pi} \cos(\vartheta_p) + n_{li}, \quad (4.5)$$

$$X_{Qi}^l = \sqrt{P}T_c \sum_{p=1}^{L_p-1} \alpha_p d_{pi} \sin(\vartheta_p) + n_{Qi}, \quad (4.6)$$

où
$$n_{li} = \int_0^{MT_c} n(t)c(t - iT_c)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c) dt, \quad (4.7)$$

$$n_{Qi} = \int_0^{MT_c} n(t)c(t - iT_c)\sqrt{2} \sin(2\pi f_c) dt, \quad (4.8)$$

$$d_{pi} = \frac{1}{T_c} \int_0^{MT_c} c(t - \tau - pT_c)c(t - iT_c) dt. \quad (4.9)$$

Les expressions (4.7,4.8) sont des variables aléatoires indépendantes Gaussiennes de moyenne zéro et de variance donnée par [28]

$$\sigma_n^2 = MN_0T_c/2. \quad (4.10)$$

Alors que, $d_{pi}T_c$ représente l'autocorrélation partielle sur M chips de la forme d'onde PN.

Les résultats des corrélations (4.5, 4.6) sont élevés au carré puis sommés pour former les variables de décision X_i^l à la sortie du corrélateur du $l^{ième}$ capteur voir Figure 4.2a, on a [27]

$$X_i^l = (X_{li}^l)^2 + (X_{qi}^l)^2. \quad (4.11)$$

Nous considérons quelques hypothèses avant l'analyse des schémas d'acquisition adaptatives :

1. Tous les échantillons sont indépendants [28]
2. La région d'incertitude est le code total L_c [28]
3. La taille M du corrélateur est assez large de sorte que la corrélation de la séquence reçue et du code local produit zéro, quand ce n'est pas des cellules en phase (hypothèse H_0) [6,28].
4. Dans l'hypothèse de non-alignement, la corrélation entre les deux codes reçu et local, présente une valeur négligeable et peut être approximée à un AWGN de moyenne zéro et de variance σ_n^2 . Par conséquent, les variables de décision X_i^l sont supposées des variables aléatoires exponentiellement distribuées [28,39].

4.2.3 Analyse des schémas d'acquisition adaptative

Pour les schémas proposés d'acquisition adaptative, deux détecteurs adaptatifs sont appliqués basés sur la recherche série comme montré sur la Figure 4.2b. Les variables de décision sont envoyées en série vers un registre de décalage de taille N+1 [27].

Le premier échantillon, dénoté par X_0^l , correspond à la cellule locale sous test et les N cellules suivantes représentent le nombre de cellules de référence X_i^l au $l^{ième}$ capteur. Les sorties du corrélateur X_i^l sont classées suivant un ordre croissant selon

leur amplitude $X^l(1) \leq X^l(2) \leq \dots \leq X^l(N)$, ces dernières constituent les statistiques d'ordre obtenues des variables aléatoires X_i^l IID [72]. Dépendant sur le processeur adaptatif local, le système doit estimer le niveau du bruit local Z^l des signaux reçus basé sur le paramètre K^l , qui représente l'ordre du rang choisi pour l'estimation du bruit de fond [71,73].

Le niveau du bruit local estimé, est alors multiplié par un facteur d'échelle T^l . Dans notre cas, les deux paramètres sont obtenus à partir de l'algorithme proposé pour l'optimisation PSO, selon le taux de fausse alarme et la règle de fusion désirés, comme cela est décrit dans la Figure 4.2b et la Figure 4.3. Sous l'hypothèse de non-alignement H_0 , la pdf des variables de décision X_i^l est définie comme une distribution exponentielle, comme suit [39],

$$f_{X_i^l}(x|H_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} e^{-\frac{x}{\sigma_n^2}}. \quad (4.12)$$

Alors que, sous l'hypothèse d'alignement H_1^p -cellule correspondant au p^{th} trajet, la pdf de X_i^l est donnée par [39]

$$f_{X_i^l}(x|H_1^p) = \frac{1}{2(PE[\alpha_p^2] + \sigma_n^2)} e^{-\frac{x}{2(PE[\alpha_p^2] + \sigma_n^2)}}. \quad (4.13)$$

avec $p = 1, 2, \dots, L_p$ correspond à l'indice du trajet et σ_p^2 dénote la variance de la variable de décision du p^{ieme} trajet, composée de la partie signal et bruit définie par [39]

$$\sigma_p^2 = PE[\alpha_p^2] + \sigma_n^2. \quad (4.14)$$

Le SNR total reçu est défini par P/σ_n^2 qui est égale au SNR/chip multiplié par l'intervalle de corrélation en chips, nous notons aussi que $PE[\alpha_p^2]/\sigma_n^2$ représente le SNR de la sortie du détecteur correspondant au p^{ieme} trajet. Le SNR/chip est PT_c/N_0 [39-46].

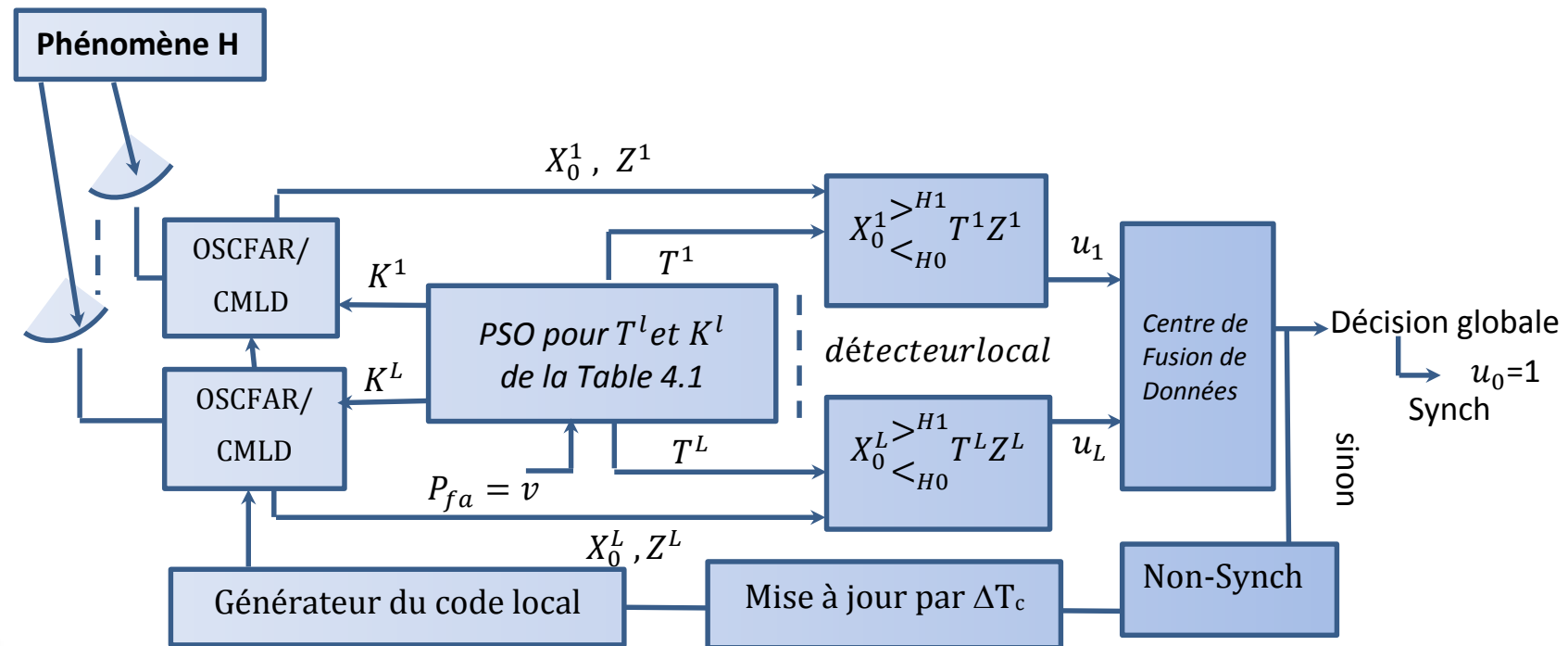


Fig. 4.3 Diagramme bloc du processeur distribué OSCFAR/CMLD d'acquisition adaptative utilisant l'algorithme PSO

L'expression de la probabilité de fausse alarme est directement évaluée en utilisant l'intégrale de contour de la MGF comme suit [72] :

$$P_{fa} = - \sum_j \text{Res} \left(\omega^{-1} \Phi_{X_0^l|H_0}(\omega) \Phi_{Z^l}(-T\omega), \omega_{j0} \right). \quad (4.15)$$

où, $\text{Res}[\cdot]$ signifie le résidu au pôle ω_{j0} de la MGF $\Phi_{X_0^l|H_0}(\omega)$ en hypothèse non – synchro H_0 dans le demi plan gauche de ω . La MGF $\Phi_{X_0^l|H_0}(\omega)$ dans un environnement homogène selon la loi de Rayleigh, est exprimée comme [73] :

$$\Phi_{X_0^l|H_0}(\omega) = \frac{1}{1+\omega}. \quad (4.16)$$

La MGF $\Phi_{Z^l}(-T\omega)$ est l'estimé du niveau de bruit est donnée par [27] :

$$\Phi_{Z^l}(\omega) = \int_0^\infty f_Z(z) e^{-z\omega} dz. \quad (4.17)$$

où $f_Z(z)$ représente la pdf de la variable aléatoire Z .

La MGF de la statistique Z sera exprimée suivant la structure du détecteur local employé dans le système distribué. Dans la section qui suit, nous dériverons les expressions de la probabilité de détection et de fausse alarme des processeurs OS-CFAR et CMLD. Le processeur parallèle distribué d'acquisition adaptative basé sur les détecteurs OSCFAR ou CMLD, employant l'algorithme PSO pour l'optimisation des seuils de détection est montré sur la Figure 4.3.

4.2.3.1 Processeur OS-CFAR

Au niveau de chaque détecteur local OS-CFAR, les cellules de référence de chaque capteur local sont classées en ordre croissant selon leur amplitude et l'échantillon d'ordre $K^{ième}$, $X(K)$ est choisi pour estimer le niveau du bruit, puis multiplié par un facteur T pour obtenir le seuil adaptatif local [71]. La valeur obtenue

est comparée à la cellule locale sous test pour prendre une décision locale. Ainsi, chaque détecteur local envoie sa décision locale au centre de fusion de données, pour générer la décision globale basée sur la règle de fusion, voir la Figure 4.2b et la Figure 4.3.

Dans le cas de l'OS-CFAR, l'estimé du niveau du bruit représenté par la variable Z , est défini par $Z=X(K)$. La pdf de la K^{ieme} statistique $X(K)$ des cellules de référence pour un capteur donné est exprimée par [71]

$$f_k(z) = K \binom{N}{K} (1 - e^{-z})^{K-1} e^{-(N-K+1)z}. \quad (4.18)$$

La MGF du niveau de bruit estimé Z est évaluée en utilisant (4.17) [71] :

$$\Phi_Z(\omega) = K \binom{N}{K} \int_0^\infty e^{-\omega z} (1 - e^{-z})^{K-1} e^{-(N-K+1)z} dz. \quad (4.19)$$

En évaluant l'intégrale (4.19), on obtient [73]

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^K \left(1 + \frac{\omega}{N+1-j} \right)^{-1}. \quad (4.20)$$

En substituant (4.16) et (4.20) dans (4.15) et en évaluant le résidu au pôle simple $\omega=-1$, la probabilité de fausse alarme du détecteur local OS-CFAR du l^{ieme} capteur est exprimée par [71]

$$P_{fa} = \prod_{j=1}^{K_{os}^l - 1} \left(\frac{N-j}{N-j+T^l} \right)^{-1}. \quad (4.21)$$

La probabilité de détection correspondante des détecteurs individuels est donnée par,

$$P_{dp}^l = \prod_{j=1}^{K_{os}^l - 1} \left(\frac{N-j}{N-j+\frac{T^l}{\sigma_p^2}} \right)^{-1}. \quad (4.22)$$

4.2.3.2 Processeur CMLD

Quand le processeur CMLD est utilisé comme détecteur local, les cellules de référence sont aussi classées dans un ordre croissant selon leur amplitude. Les plus grandes cellules sont censurées et les K cellules restantes sont sommées pour former l'estimé du niveau du bruit noté par Z . Ce dernier sera multiplié par un facteur de cadrage T , afin de générer le seuil local de détection. La même procédure de test est répétée que précédemment, aussi chaque décision locale sera envoyée au centre de fusion pour former la décision globale selon la règle de fusion appliquée. Pour le processeur CMLD l'estimé du niveau du bruit est donné par [73], voir les Figures : 4.2b-4.3.

$$Z = \sum_{j=1}^{N-K} X(j). \quad (4.23)$$

Sachant que la statistique Z est exprimée dans (4.23) comme la somme de processus non-IID pour surmonter ce problème, une transformation est faite afin d'évaluer la MGF de Z [74]

$$Y_j = (N - j + 1)(X(j) - X(j - 1)). \quad (4.24)$$

pour $j = 1, 2, \dots, N - K$ et $X(0)=0$.

Par inversion de (4.24) et en substituant le résultat dans (4.23) ceci conduit à,

$$Z = \sum_{j=1}^{N-K} c_j Y_j. \quad (4.25)$$

où

$$c_j = \frac{(N-K+1-j)}{(N+1-j)}. \quad (4.26)$$

En se basant sur [74] et en utilisant (4.25), la MGF de Z sera exprimée comme suit :

$$\Phi_Z(\omega) = \Phi_{Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-K}}(c_1 \omega, c_2 \omega, \dots, c_{N-K} \omega). \quad (4.27)$$

A cause de l'indépendance statistique des Y_j , la MGF jointe des variables $Y_1, Y_2, \dots, Y_{N-K}$ peut être écrite comme le produit de MGF individuelles de Y_j . La MGF du niveau de bruit estimé est donnée par [73] :

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^{N-K} \int_0^\infty e^{-Y_j(c_j\omega+1)} dY_j. \quad (4.28)$$

L'intégration de (28) est obtenue comme suit [73],

$$\Phi_Z(\omega) = \prod_{j=1}^{N-K} \left(\frac{(N+1-j)}{(N+1-j)+(N-K+1-j)\omega} \right). \quad (4.29)$$

En substituant (4.16) et (4.29) dans (4.15) et en évaluant le résidu au pôle simple $\omega=-1$, la P_{fa} du détecteur local est montrée comme suit [73] :

$$P_{fa} = \binom{N}{N-K_{cml}^l} \prod_{j=1}^{N-K_{cml}^l} \left(\frac{N+1-j}{N-K_{cml}^l+1-j} + T^l \right). \quad (4.30)$$

La probabilité de détection correspondante est dérivée comme suit [73] :

$$P_{dp}^l = \binom{N}{N-K_{cml}^l} \prod_{j=1}^{N-K_{cml}^l} \left(\frac{N+1-j}{N-K_{cml}^l+1-j} + \frac{T^l}{\sigma_p^2} \right). \quad (4.31)$$

Le paramètre K_{os}^l est supposé constant pour l'OS-CFAR et est suggéré à $3N/4$ [71]. Dans le cas du CMLD, K_{cml}^l doit être à la limite égal ou plus grand que le nombre de multi-trajets. Alors que T est évalué à partir de (4.21) ou de (4.30) relativement au détecteur sélectionné, et est obtenue en prenant constante la probabilité de fausse alarme correspondante. Cette procédure est largement suivie dans les méthodes classiques de détection radar [71, 73]. Dans les schémas distribués d'acquisition adaptative proposés, les deux paramètres T et K seront calculés par l'algorithme PSO, voir la Figure 4.3.

4.2 Détection distribuée avec fusion de données pour l'acquisition adaptative

Le schéma proposé consiste en L processeurs d'acquisition adaptative distribués en parallèle, le détecteur local peut être l'OS-CFAR ou le CMLD. La cellule sous test locale au $l^{ième}$ capteur X_0^l est comparée au seuil local adaptatif $T^l Z^l$ résultant en une décision locale. Ces détecteurs locaux transmettent leurs décisions binaires dénotées par u_l [75]

$$\text{où} \quad u_l = \begin{cases} 0 & \text{si détecteur } l \text{ décide } H_0, \\ 1 & \text{si détecteur } l \text{ décide } H_1. \end{cases} \quad (4.32)$$

L'ensemble des décisions locales est défini comme suit $u = (u_1, u_2, \dots, u_L)^T$ [75].

Nous définissons alors des quantités avant d'exprimer les probabilités globales en fonction des probabilités locales P_{dp}^l , P_{fa} and P_m^l qui expriment respectivement la probabilité locale de détection, de fausse alarme et de perte [75].

On note la probabilité des décisions indépendantes locales par l'ensemble u sous l'hypothèse H_1^p par la quantité M_u . Dû à l'indépendance des décisions locales, M_u peut être exprimée selon [75, 76] comme,

$$M_u = Pr(u|H_1^p) = Pr(u_1|H_1^p) \cdot Pr(u_2|H_1^p) \dots Pr(u_L|H_1^p). \quad (4.33)$$

où $Pr(u_l|H_1^p)$ pour $l=1,2,\dots,L$ est égale à P_{dp}^l ou P_m^l dépendant de la valeur de $u_l=1$ ou $u_l=0$. Par conséquent M_u peut prendre la forme qui suit [75, 76] :

$$M_u = \prod_{E^0} (1 - P_{dp}^j) \prod_{E^1} P_{dp}^i. \quad (4.34)$$

Ici E^0 est l'ensemble de tous les j dont la décision locale u_j soit égale à 0, et E^1 est l'ensemble de tous les i telle que la décision locale u_i soit égale à 1. Comme précédemment, la probabilité de la décision locale notée par l'ensemble u sous hypothèse H_0 est notée par la quantité F_u [76] qui est,

$$\begin{aligned} F_u &= Pr(u|H_0) = Pr(u_1|H_0).Pr(u_2|H_0) \dots Pr(u_l|H_0) \\ &= \prod_{E^0} (1 - P_{FA}^j) \prod_{E^1} P_{FA}^i. \end{aligned} \quad (4.35)$$

où E^0 et E^1 sont définis plus haut.

Finalement, la probabilité de la décision globale u_0 pour un u donné, est [75, 76],

$$P_{nu} = Pr(u_0 = n|u), \quad n = 0,1. \quad (4.36)$$

Les expressions globales des probabilités de détection, de fausse alarme et de perte notées respectivement par P_D , P_{FA} et P_M , sont données par [76] :

$$P_M = Pr(u_0 = 0|H_1^p) = \sum_u Pr(u_0 = 0, u|H_1^p) = \sum_u P_{0u} M_u. \quad (4.37)$$

Nous pouvons aussi, déduire la probabilité de détection comme suit [27] :

$$P_D = 1 - P_M. \quad (4.38)$$

De façon similaire, la P_{FA} globale est exprimée par [75, 76] :

$$P_{FA} = Pr(u_0 = 1|H_0) = \sum_u Pr(u_0 = 1, u|H_0) = \sum_u P_{1u} F_u. \quad (4.39)$$

où le symbole $\sum_u$ signifie la sommation à travers toutes les valeurs possibles de u . Les probabilités de transition P_{0u} et P_{1u} sont obtenues par la règle de fusion désirée. Les valeurs possibles de u sont 2^l ce qui est de même pour P_{0u} et P_{1u} [75].

Une fois les probabilités sont obtenues, le but est de maximiser la probabilité de détection globale tout en maintenant la probabilité de fausse alarme globale constante à une valeur désirée. Ceci est réalisé dans un environnement homogène pour une règle de fusion et un nombre de capteurs donnés [27].

Dans ce but, le PSO est alors appliqué pour obtenir les paramètres optimaux K et T des deux processeurs d'acquisition adaptative en utilisant la fonction objective suivante [77] :

$$Fitness(N^l, K^l, T^l) = abs\left(1 - P_D(\sigma_p^2, N^l, K^l, T^l)\right) + \frac{1}{v} abs(P_{FA}(N^l, K^l, T^l) - v). \quad (4.40)$$

où v est le taux de fausse alarme désiré.

Une fois les valeurs optimales T et K sont obtenues, chaque détecteur local transmet sa variable de décision binaire au centre de fusion pour former la variable de la décision globale selon la règle de fusion sélectionnée. Ceci, sera décrit dans le prochain paragraphe. Si la décision global est 1, la cellule correspondante est acceptée comme étant la correcte ou cellule synchro (hypothèse H_1) et le mode de poursuite sera alors activé.

Dans le cas contraire, la phase relative de la séquence locale PN générée est automatiquement mise à jour. Le processus précédent est alors répété avec la cellule suivante jusqu'à la détection d'une cellule synchro comme décrit sur la Figure. 4.3.

4.3.1 La règle de fusion AND

La fusion AND est une règle de fusion binaire où la décision globale dans le centre de fusion est '1' seulement si, tous les détecteurs locaux décident '1'. Les probabilités de transition sont [75],

$$P_{0u} = \begin{cases} 0 & \text{si } u = [1,1, \dots, 1]^T, \\ 1 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (4.41)$$

et

$$P_{1u} = \begin{cases} 1 & \text{si } u = [1,1, \dots, 1]^T, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.42)$$

En substituant (4.41) et (4.34) dans (4.37) pour avoir P_D à partir de (4.38), puis en insérant (4.42) et (4.35) dans (4.39) pour avoir P_{FA} [75, 76]

$$P_D = \prod_{l=1}^L P_{dp}^l, \quad (4.43)$$

$$P_{FA} = \prod_{l=1}^L P_{fa}^l. \quad (4.44)$$

Si la règle de fusion AND (ET) est choisie, ces deux dernières expressions sont injectées dans (4.40), l'algorithme PSO est alors appliqué pour obtenir les valeurs optimales T et K du détecteur local adaptatif OS-CFAR ou CMLD.

4.3.2 Règle de fusion OR

Dans ce cas, la décision globale du centre de fusion décide zéro, seulement si tous les détecteurs locaux décident zéro. Les probabilités de transition sont [75]

$$P_{0u} = \begin{cases} 1 & \text{si } u = [0,0, \dots, 0]^T, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (4.45)$$

$$P_{1u} = \begin{cases} 0 & \text{si } u = [0,0, \dots, 0]^T, \\ 1 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (4.46)$$

En substituant (4.35) et (4.46) dans (4.39), la probabilité globale de fausse alarme P_{FA} devient [75, 76]

$$P_{FA} = \sum_{u \neq 0} P_{E^0} (1 - P_{FA}^j) \prod_{E^1} P_{FA}^k. \quad (4.47)$$

Dans le cas de la fusion OR, (4.47) est substituée dans (4.40). De plus, (4.45) et (4.34) sont insérées dans (4.37), les résultats sont mis dans (4.38) et finalement injectés dans (4.40). La fonction objective (4.40) est optimisée utilisant l'algorithme PSO pour l'obtention des valeurs optimales T et K du processeur OS-CFAR ou du CMLD.

4.4 Temps moyen d'acquisition

Dans les canaux à fréquence sélective, plusieurs trajets peuvent exister, en raison de la fine taille du pas de recherche et ceci est dû aux multiples répliques retardées reçus des codes PN transmis dans une communication radio. Ainsi, en présence de canaux multi trajets à évanouissement, il en résulte l'existence de plus d'une cellule H_1 [28].

A partir de la technique graphique du flux comme dans [20], montrée dans la Figure 4.4, le temps moyen d'acquisition peut être calculé pour la stratégie de recherche série suivant [28,30,31], où les nœuds définissent les états, les branches marquées représentent les transitions d'état et z est un opérateur de retard unitaire,

en supposant qu'il y a q états incluant L_p cellules synchro et $(q - L_p)$ cellules non-synchro restantes [28].

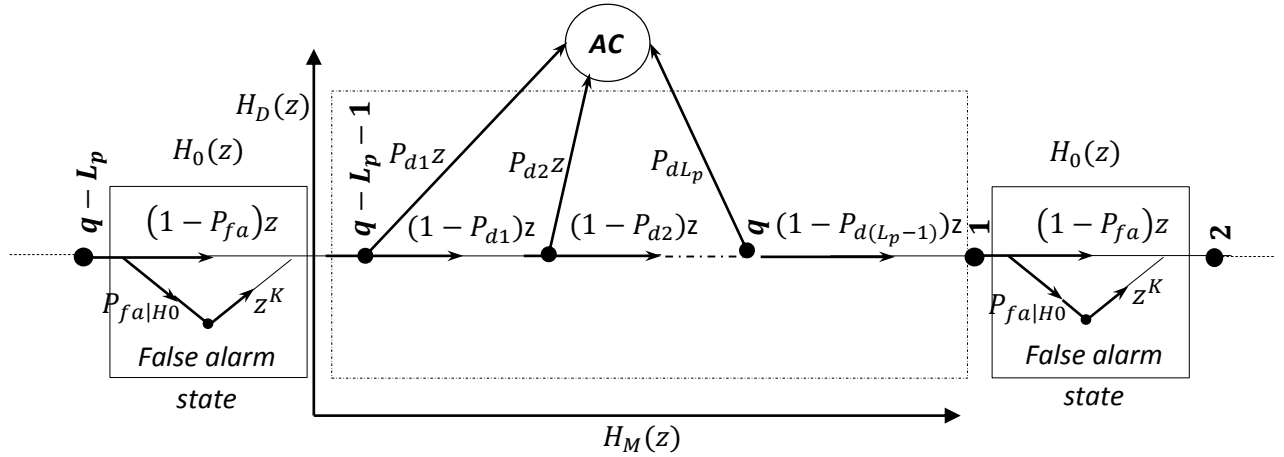


Fig 4.4 Diagramme des états du système d'acquisition série sous l'hypothèse L_p cellules synchro et $(q-L_p)$ cellules non-synchro [1].

En suivant la philosophie de [28,30,31], nous supposons que :

- Nous commençons la recherche partout en dehors des états corrects,
- Une probabilité a priori égale de chaque état,
- Le temps du traitement du processus proposé n'affecte pas le calcul du temps d'acquisition moyen,

La fonction de transfert peut être exprimée sous la forme [28] :

$$H(z) = \frac{H_D(z) \sum_{i=1}^{q-L_p} H_0^i(z)}{(q-L_p) [1 - H_M(z) H_0^{q-L_p}]} \quad (4.48)$$

où $H_D(z)$ et $H_M(z)$ sont respectivement, la fonction de transfert incluant tous les trajets qui mènent à la réussite de la détection (cellule synchro) et celle de perte (miss).

Les deux fonctions sont définies comme suit [28] :

$$H_D(z) = \sum_{j=1}^{L_p} \{P_{dj} z [\prod_{i=1}^{j-1} (1 - P_{di}) z]\} \quad (4.49)$$

avec $\prod_{i=1}^0 (1 - P_{di}) z = 1$

et
$$H_0(z) = (1 - P_{fa})z + P_{fa}z^{J+1} \quad (4.50)$$

Cette dernière définit la fonction de transfert de la cellule non-synchro, et J est le facteur de pénalité [28].

Et,
$$H_M(z) = \prod_{j=1}^{L_p} (1 - P_{dj}) z = P_M z \quad (4.51)$$

où P_M représente la probabilité globale de perte (miss) d'une recherche sur la région d'incertitude complète.

Le temps moyen d'acquisition peut être évalué comme dans [30,31] :

$$E[MAT] = \left[\frac{dH(z)}{dz} \right]_{z=1} \tau_d \quad (4.52)$$

A partir de la forme asymptotique du temps moyen d'acquisition MAT, et sous l'hypothèse que $q \gg L_p$, l'expression approximée est donnée par [28] :

$$E[MAT] \approx \frac{(1+P_M)(1+JP_{fa})}{2(1-P_M)} q \tau_d \quad (4.53)$$

où $P_M = \prod_{p=1}^{L_p} (1 - P_{dp})$.

4.5 Optimisation par l'algorithme PSO

L'algorithme PSO est un outil d'optimisation pour l'ingénieur qui peut résoudre des problèmes complexes comparé aux méthodes traditionnelles [78]. Inspiré par le comportement des animaux, l'algorithme PSO commence par une matrice de population aléatoire où les lignes sont appelées particules et contiennent les valeurs de la variable. L'évolution est intéressée par trouver la meilleure solution avec une convergence rapide. Les individus font référence aux particules, et sont groupés dans un swarm (essaim). Chaque particule dans le swarm représente une solution candidate au problème d'optimisation. Chaque individu dans un swarm de particule est composé de vecteur de trois dimensions. La position actuelle $s_{m,n}^{old}$, la meilleure position précédente $s_{m,n}^{localbest}$ et la vitesse $w_{m,n}^{old}$ de la $m^{ième}$ particule, définissent la dimensionnalité D de l'espace de recherche pour $n=[1, D]$. Les particules mettent à jour leurs vitesses et positions basées sur les meilleures solutions, locale et globale comme suit [78,79] :

$$w_{m,n}^{new} = w_{m,n}^{old} + \Gamma_1 r_1 (s_{m,n}^{localbest} - s_{m,n}^{old}) + \Gamma_2 r_2 (s_{m,n}^{globalbest} - s_{m,n}^{old}), \quad (4.54)$$

$$s_{m,n}^{new} = s_{m,n}^{old} + w_{m,n}^{new}. \quad (4.55)$$

où $s_{m,n}^{localbest}$ est la meilleure solution globale et r_1, r_2 sont des nombres aléatoires indépendants uniformément distribués sur $[0,1]$. Le paramètre cognitif Γ_1 et le paramètre social Γ_2 agissent par diversification en cherchant de nouvelles solutions. Le second terme de (4.54) est la composante influence ou (personal influence) permet aux particules de retourner à la meilleure position obtenue. Le troisième terme de (4.54) est la composante social ou (social influence) qui fait que la particule suit la direction du meilleur voisin [79,80]. Les deux derniers termes agissent comme intensification et explorent les solutions précédentes et trouvent une meilleure solution d'une région donnée. Ainsi, le déplacement d'une particule est influencé par

trois composantes : la composante d'inertie, la composante cognitive et la composante sociale [79,80].

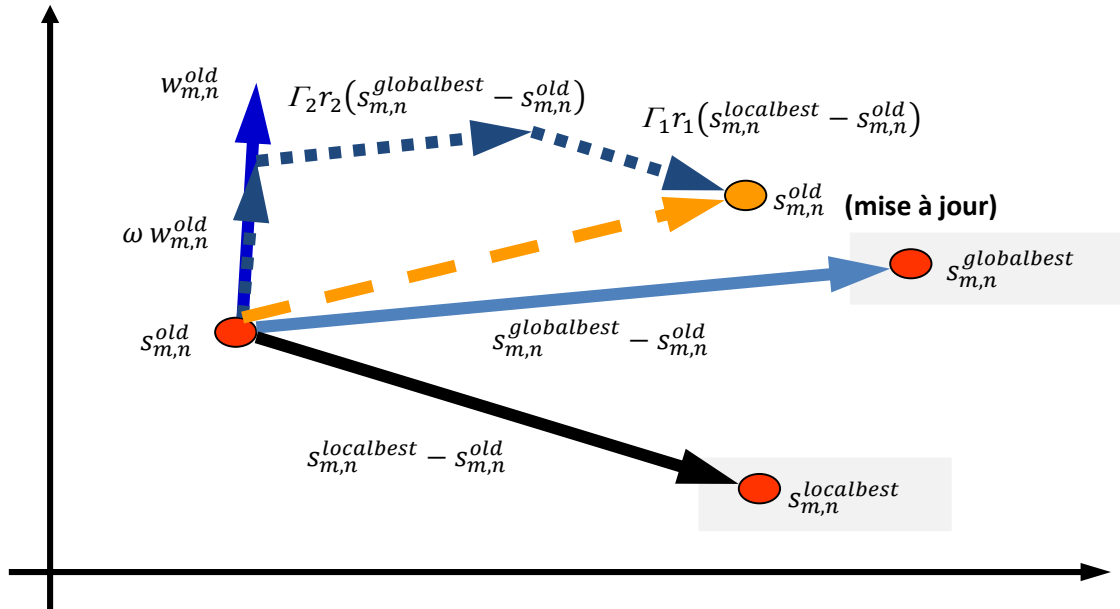


Fig. 4.5 Visualisation du PSO

Le processus commence par l'initialisation de chaque particule, la fitness correspondante est alors évaluée, une comparaison est faite entre la meilleure valeur de la fitness utilisant la valeur de l'ancienne et la nouvelle $s_{m,n}^{localbest}$, la particule avec la meilleure valeur de fitness est choisie comme le $s_{m,n}^{globalbest}$, la vitesse de la particule est alors calculée selon (4.54), suivie par une mise à jour de la position de la particule selon (4.55). A cette étape, tant que le maximum d'itérations ou le critère d'erreur minimum, ne sont pas atteints, le test sera répété.

La vitesse rend la particule se déplaçant dans la même direction que le vol précédent. Un coefficient d'inertie de pondération ω est utilisé pour contrôler le champ de recherche et réduire l'influence de w_{max} . Ainsi, $w_{m,n}^{old}$ est multiplié par le

facteur d'inertie ω . La meilleure performance peut être atteinte en initialisant ω à 0.9, puis en la réduisant graduellement à 0.4. Les particules commencent par une faible vitesse et effectuent une exploration extensive. Pour cela, l'exploitation du système s'améliore durant sa convergence à la solution [78-81].

4.6 Résultats de simulations

Nous évaluons et validons les performances en termes de détection et de temps moyen d'acquisition normalisé par T_c , des schémas distribués d'acquisition adaptative proposés, par les simulations de Monte Carlo à partir de 10^5 essais pour un taux de fausse alarme $\nu = 10^{-4}$. Pour garantir que le système puisse converger vers l'optimal global utilisant le PSO, nous fixons $0 < I_1 + I_2 < 4$ et $(I_1 + I_2)/2 - 1 < \omega < 1$, où ω est une fonction linéaire décroissante en temps de 0.9 à 0.4, et $I_1 = I_2$ sont fixés à 1.49618 [78, 80, 81]. La population est composée de 40 particules, chacune exprimée comme un vecteur $[K^1, K^2, \dots, K^L; T^1, T^2, \dots, T^L]$, le nombre maximum de génération est pris égal à 200 et la dimension $n=L$.

Nous fixons un SNR/chip de -5dB en appliquant les règles de fusion OU (OR) et ET (AND) pour le calcul par le PSO des valeurs de T et K en off-line conduisant aux meilleures performances. La Table 4.1 donnée ci-dessous montre les valeurs optimales correspondantes de T et K dans différentes situations. Les valeurs des bornes limites de T et K sont fixées respectivement à [0-500] et $[1-N^l]$, où N^l est la taille de la fenêtre de référence du $l^{ième}$ capteur. La région d'incertitude est L_c fixée à 1023, Δ à 1 et un facteur de pénalité J de 1000 (i.e., temps de pénalité JMT_c sec), avec un débit de 1 Mchip/s. Les cellules H_1 et H_0 sont générées respectivement par (4.12) et (4.13).

Nous donnons la table permettant de lire les valeurs optimales des paramètres T et K obtenus à l'aide du PSO, des deux schémas distribués basés respectivement sur

les processeurs OS-CFAR et CMLD, employant les règles de fusion OU (OR) et ET (AND) dans différentes situations.

Table 4.1 Valeurs de T et K pour une performance maximum basée sur PSO pour $v = 10^{-4}$.

Règle de Fusion	OSCFAR		CMLD	
	OR $N^l=16$	AND $N^l=16$	OR $N^l=16$	AND $N^l=16$
$L=2$, $M=256$	$T^l=10.11010$ $K^l=13$ $P_d^l=0.993605$	$T^l=3.961202$ $K^l=13$ $P_d^l=0.936640$	$T^l=0.779837$ $K^l=16$ $P_d^l=0.994651$	$T^l=0.39291$ $K^l=15$ $P_d^l=0.94135$
$L=2$, $M=128$	$T^l=10.11010$ $K^l=13$ $P_d^l=0.977099$	$T^l=3.961202$ $K^l=13$ $P_d^l=0.878841$	$T^l=0.828873$ $K^l=16$ $P_d^l=0.978370$	$T^l=0.39531$ $K^l=15$ $P_d^l=0.88689$
$L=3$, $M=256$	$T_l^l=10.724872$ $K^l=13$ $P_d^l=0.999394$	$T^l=2.495782$ $K^l=13$ $P_d^l=0.939981$	$T^l=0.904667$ $K^l=16$ $P_d^l=0.999400$	$T^l=0.25423$ $K^l=15$ $P_{dl}=0.9430$
$L=3$, $M=128$	$T^l=10.72487$ $K^l=13$ $P_d^l=0.995927$	$T^l=2.495782$ $K^l=13$ $P_d^l=0.88498$	$T^l=0.852342$ $K^l=16$ $P_d^l=0.996565$	$T^l=0.25423$ $K^l=15$ $P_d^l=0.89058$
$L=5$, $M=256$	$T^l=11.52817$ $K^l=13$ $P_{dl}=0.999993$	$T^l=1.443253$ $K^l=13$ $P_{dl}=0.942068$	$T^l=0.946654$ $K^l=16$ $P_{dl}=0.999995$	$T_l^l=0.14382$ $K^l=15$ $P_{dl}=0.94616$
$L=5$, $M=128$	$T^l=11.52818$ $K^l=13$ $P_d^l=0.999855$	$T^l=1.443253$ $K^l=13$ $P_d^l=0.888825$	$T^l=0.966457$ $K^l=16$ $P_{dl}=0.999861$	$T^l=0.14382$ $K^l=15$ $P_{dl}=0.89645$
$L=2$, $M=128$	$N^l=24$ $T^l=10.231268$ $K^l=18$		$N^l=24$ $T^l=1.248562$ $K^l=18$	

La Figure 4.6 montre la probabilité de détection en fonction du SNR/chip du processeur d'acquisition CMLD-OR-PSO distribué dans un environnement homogène pour $N^l=16$, $L=2, 3, 5$ (nombre de capteurs) et $M=128, 256$ représentant la taille de corrélation partielle. Comme il peut être observé, la performance dépend fortement des paramètres L et M .

L'augmentation de L tout en maintenant M constante, permet une considérable amélioration dans la performance de la détection. Contrairement, en maintenant L constant et en faisant décroître M , cela tend à dégrader la performance de la détection. On peut aussi noter que l'effet de L par rapport à M , qui permet une meilleure amélioration dans la zone de SNR/chip moyen de -15dB est le cas (5CMLD, $M=128$) par comparaison à (2CMLD, $M=256$).

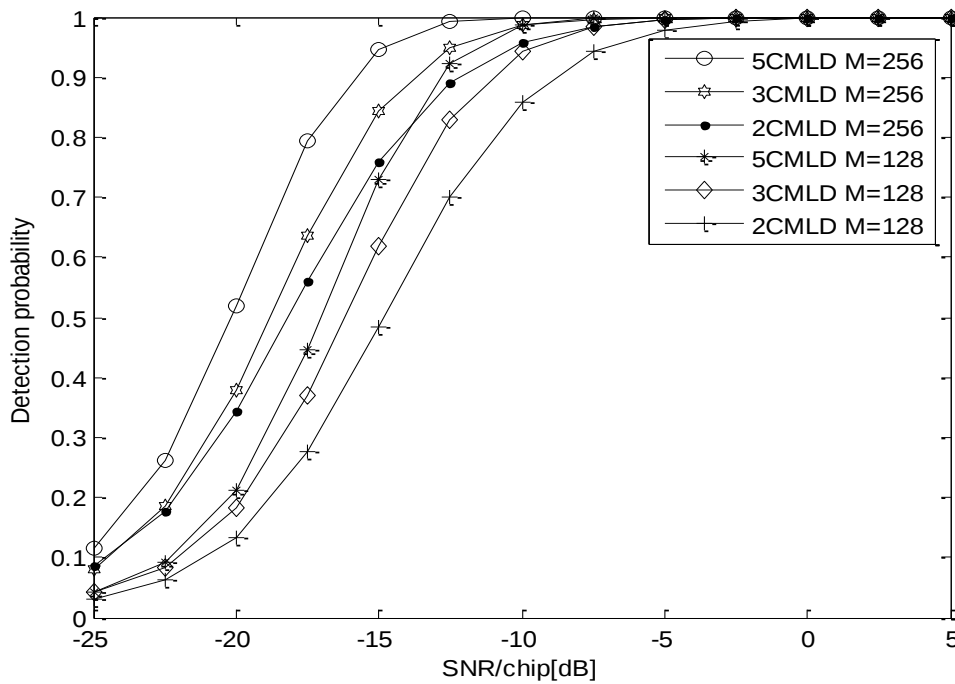


Fig 4.6 Probabilité de détection du CMLD-OR-PSO, $N^l=16$, $L_p=1$.

La performance est de plus en plus améliorée en augmentant le degré de parallélisme, ceci peut être perçu à partir de la Figure 4.6. Cette amélioration est retrouvée dans le temps moyen d'acquisition. L'effet de L et M sur la performance du processus d'acquisition est illustré sur la Figure 4.7.

Le critère de performance le plus significatif sur lequel on se base est le temps moyen d'acquisition $E[MAT]$, que nous commençons à simuler dans les Figures 4.7-4.8. En effet selon le SNR/chip, le système peut montrer un comportement très différent. Pour une valeur très faible, comme celle -25dB, le sous-système d'acquisition de code fonctionne mal et nécessite de nombreux essais avant l'acquisition. On peut donc rencontrer un MAT d'ordre de magnitudes plus élevées que le temps d'intégration MT_c .

D'autre part, lorsque le SNR/chip est élevé, selon la cellule où on démarre, on peut avoir une acquisition super rapide. Chaque cellule requiert MT_c seconds par inspection. Essentiellement, dès que la cellule H_1 est atteinte, on va dans l'acquisition, dans ce cas $P_d = 1$, $P_{fa} = 0$ et $E[MAT] \approx qMT_c/2$.

Le temps moyen d'acquisition est court pour de grandes valeurs de L et M particulièrement dans la zone de croisement près de -17.5dB. Alors que, pour des valeurs moyenne de SNR/chip près de -16dB, le temps moyen d'acquisition est court dû aux faibles valeurs de M .

D'autre part, les résultats de performance du processeur distribué CMLD-OR-PSO d'acquisition adaptative sont meilleurs par rapport à ceux basé sur le processeur distribué OSCFAR-OR-PSO, comme il peut être montré sur les Figures 4.7-4.8.

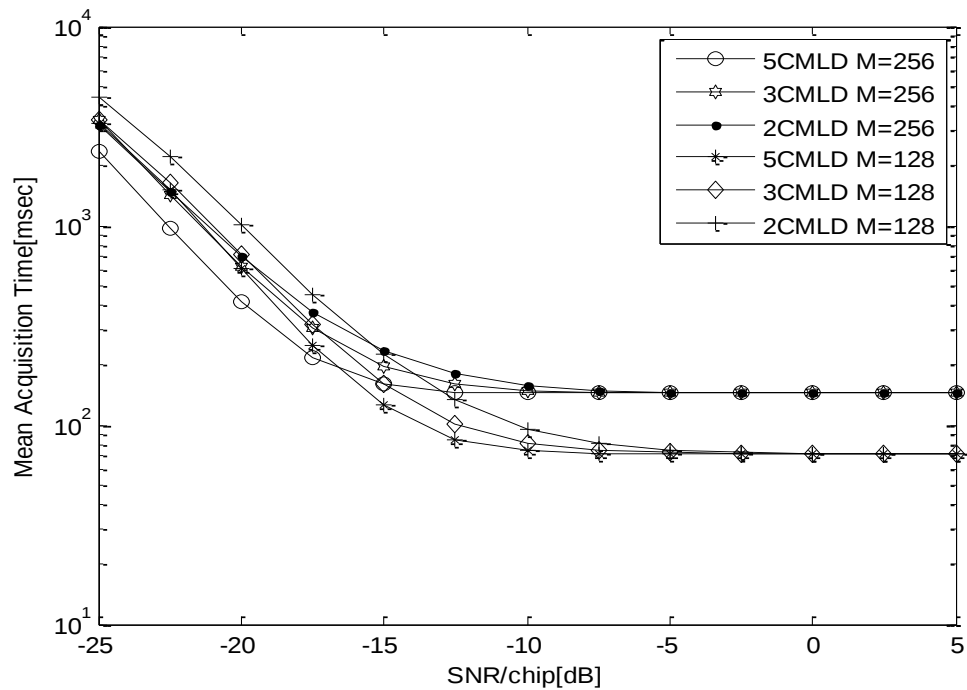


Fig 4.7 Temps moyen d'acquisition normalisé du CMLD-OR-PSO, $N^l 16$, $L_p=1$.

De plus, pour différentes valeurs de L et M comme cela est observé à partir des Figures 4.9-4.10, en employant la règle de fusion ET (AND), le CMLD est plus performant que l'OS-CFAR.

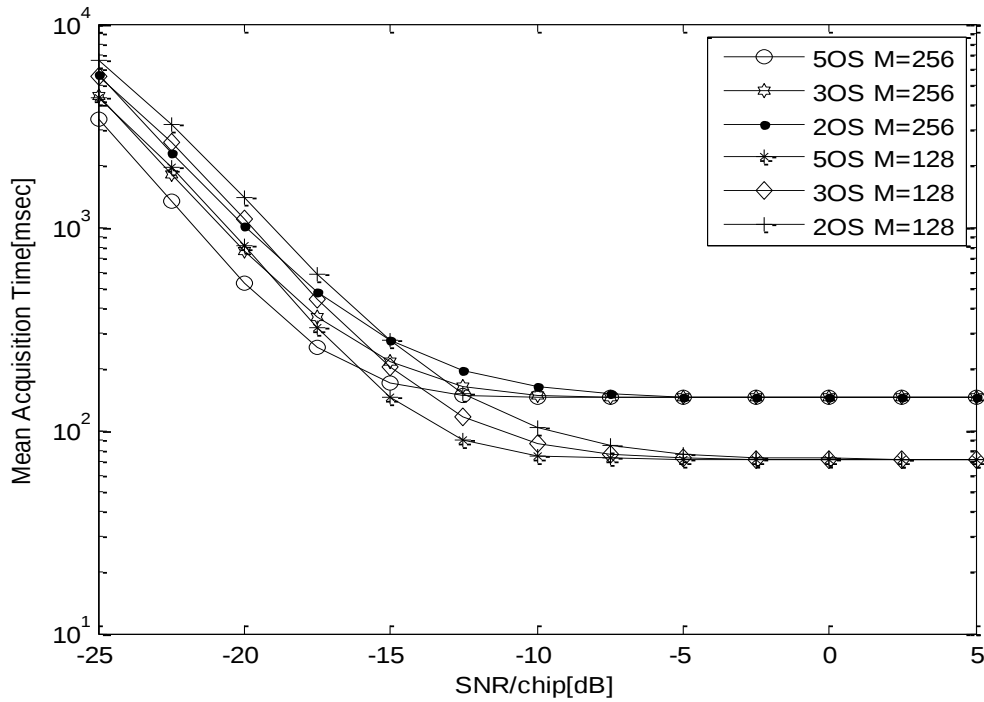


Fig 4.8 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-OR-PSO, $N^l=16$, $L_p=1$.

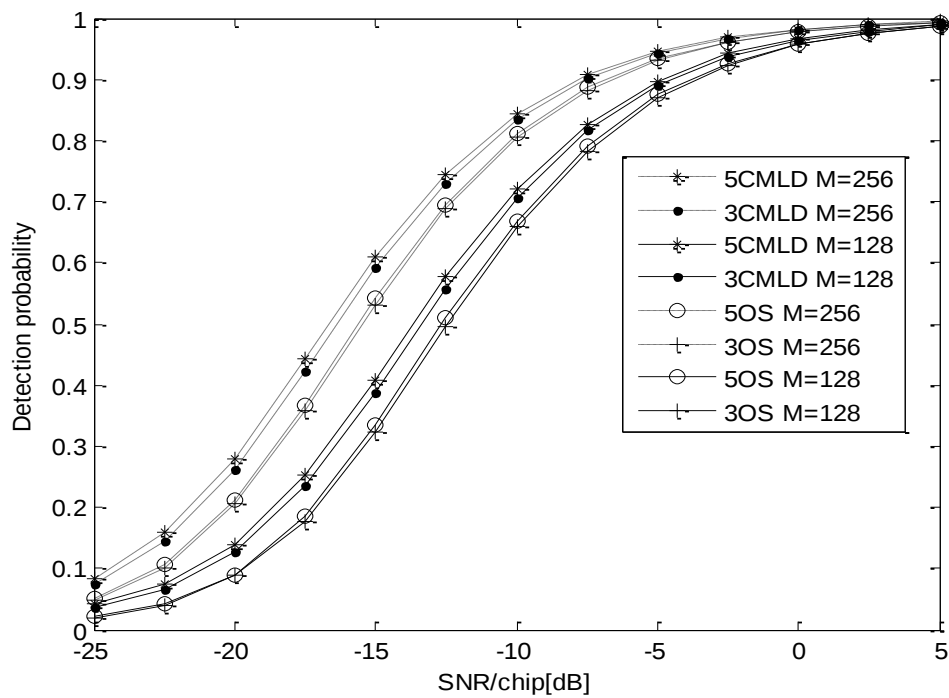


Fig 4.9 Probabilité de détection du CMLD-AND-PSO et OS-AND-PSO, $N^l=16$, $L_p=1$.

Par rapport à la règle de fusion OU (OR) Figures 4.7-4.8, le temps moyen d'acquisition lorsque la règle ET (AND) est utilisée Figure 4.10 dans les deux processeurs, décroît lentement aux valeurs moyennes de SNR/chip. Ainsi, la règle de fusion OR est plus convenable pour un faible et moyen SNR/chip, dûe à sa sensibilité aux grandes valeurs de L et M par rapport à la règle AND.

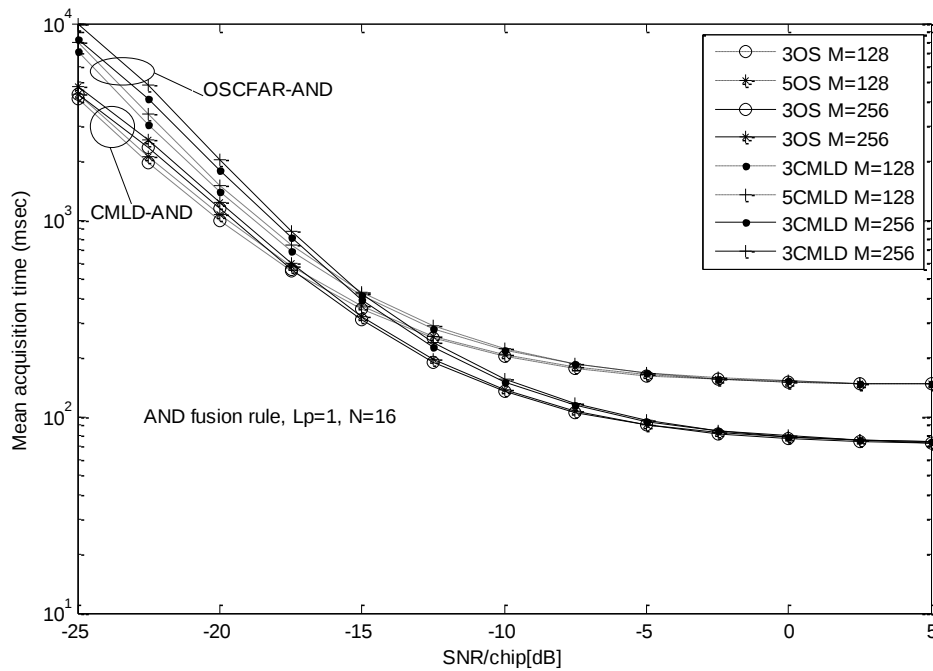


Fig 4. 10 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-AND-PSO et CMLD-AND-PSO.

L'avantage d'exploiter la technique de multi-capteurs avec fusion de données utilisant l'algorithme PSO par rapport à une seule antenne est investigué, dans un environnement homogène en limitant le nombre de capteurs en fusion à $L=2$, et en fixant $M=128$ et $N^l=16$.

Comme il peut être observé sur la Figure 4.11, où une comparaison est faite entre les processeurs OSAP [4], ACAP [6] et les schémas proposés dans un environnement homogène. On peut constater que le processeur distribué OS-OR-PSO présente la même performance que le processeur ACAP pour un faible SNR/chip jusqu'à -20dB. Nous notons aussi que le processeur distribué OS-AND-PSO présente une performance légèrement plus améliorée que ACAP. Par ailleurs, les schémas distribués restant achèvent un meilleur résultat que les processeurs ACAP et OSAP.

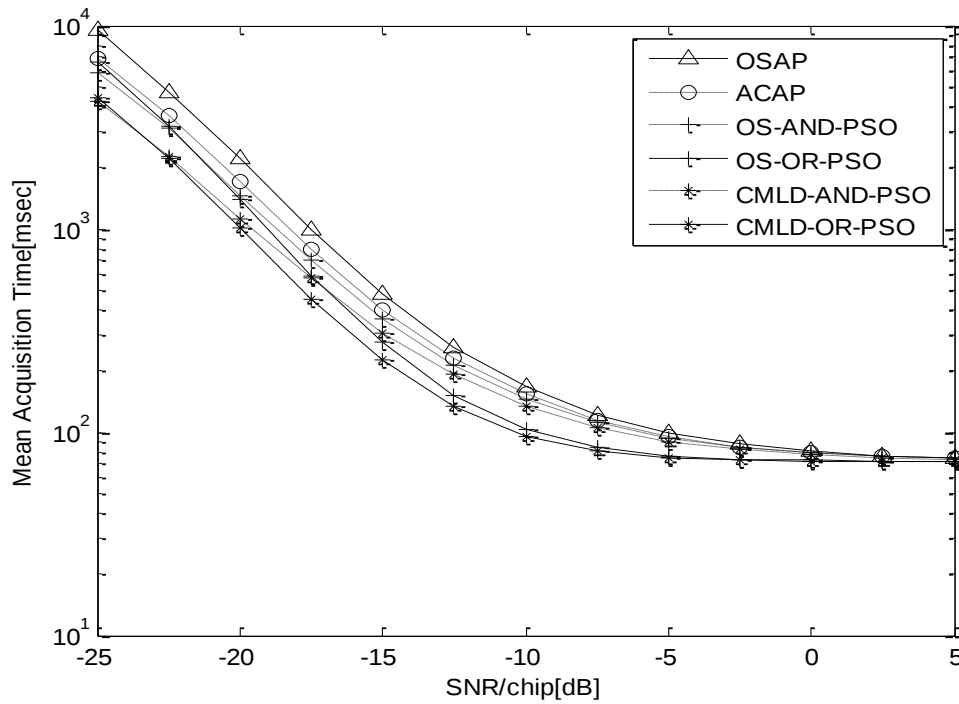
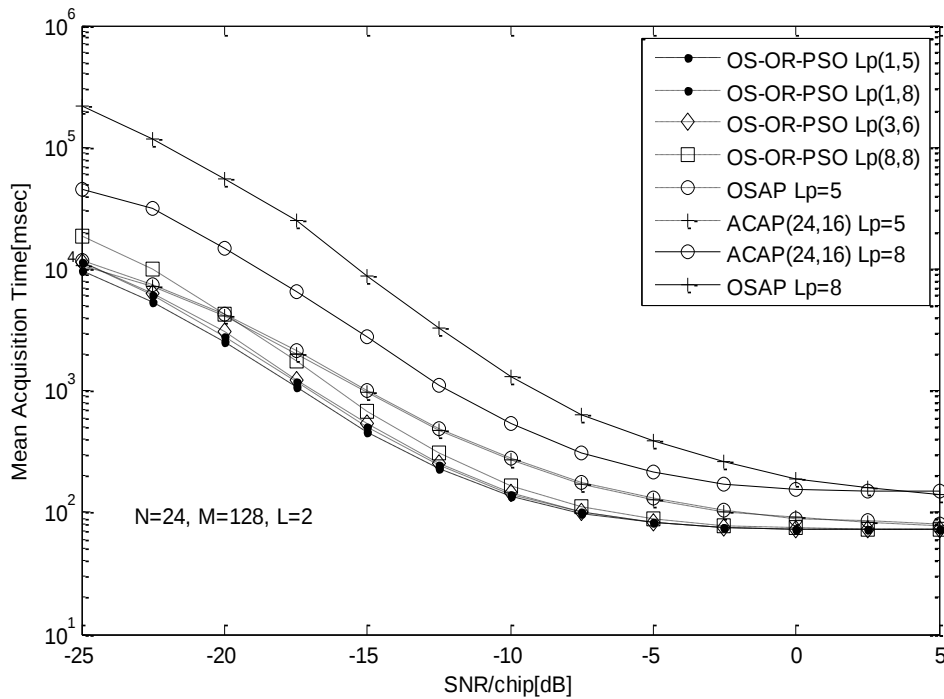


Fig 4.11 Temps moyen d'acquisition normalisé de CMLD-OR-PSO, CMLD-AND-PSO, OS-OR-PSO, OS-AND-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement homogène pour $N^l=16$, $M=128$.

Finalement, nous considérons l'environnement multi-trajets, où les puissances des signaux relatifs aux trajets multiples sont sélectionnées selon un profil de décomposition exponentielle de taux $\mu = 1$ donné dans (4.4). Ainsi, à partir des Figures 4.12-4.13, les deux processeurs basés sur la règle OU (OR) sont comparés en même temps à OSAP (3N/4) [4] et ACAP (24,16) [6] en prenant $M=128$ et $N^l=24$.



4.12 Temps moyen d'acquisition normalisé de OS-OR-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement multi-trajets $\mu=1$, $N^l=24$, $M=128$.

Comme il peut être observé, le processeur OSCFAR-OR-PSO distribué est plus robuste et cela spécialement pour $L_p(3,6)$, mais une augmentation considérable dans le nombre de trajets tend à dégrader la performance du processus d'acquisition (nombre de multi-trajets plus grand que $N - K_{os}$). Néanmoins, le processeur d'acquisition distribué CMLD-OR-PSO fournit de meilleures performances. L'amélioration devient significative comparée au processeur ACAP et plus

particulièrement au processeur OSAP où la dégradation dans la performance devient plus prononcée quand le nombre de multi-trajets augmente c'est le cas de $L_p = 8$.

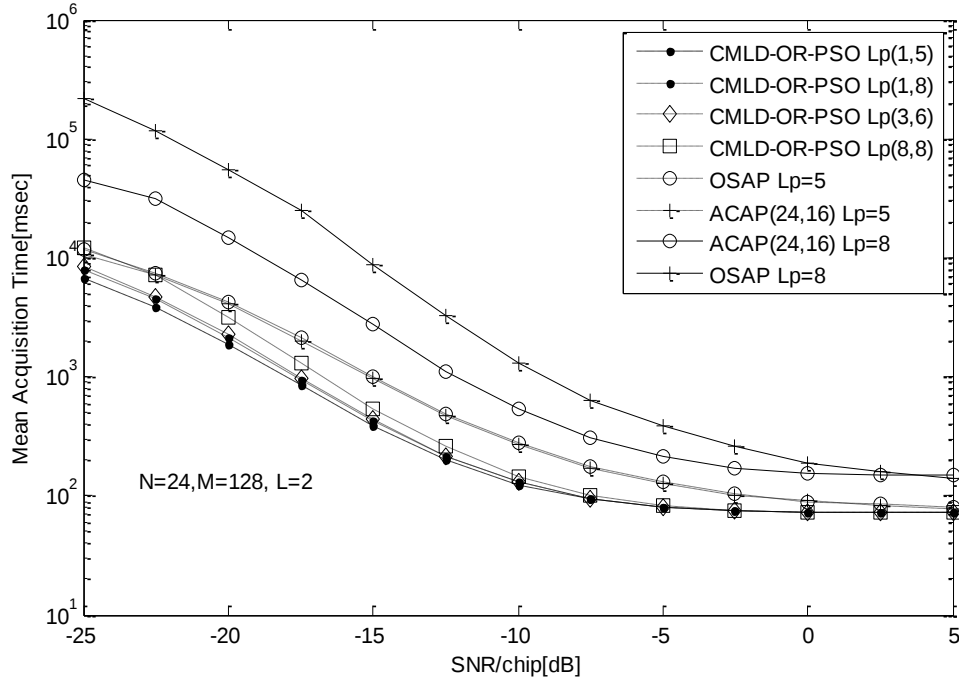


Fig 4.13 Temps moyen d'acquisition normalisé du CMLD-OR-PSO, OSAP et ACAP dans un environnement multi-trajets $\mu=1$, $N^l=24$, $M=128$.

D'autre part, dans le cas défavorable (où le nombre de multi-trajets sont plus grand que le nombre des cellules censurées $N - K_{cmla}$), le processeur distribué d'acquisition CMLD surpasse de façon significative les schémas précédents d'acquisition adaptative, incluant le processeur distribué OSCFAR-OR-PSO dans les différentes situations.

4.7 Conclusion

Deux schémas ont été proposés basés sur les processeurs d'acquisition adaptative OS-CFAR et CMLD parallèlement distribués pour l'amélioration de l'acquisition série du code PN appliquant l'algorithme PSO. L'algorithme PSO a été appliqué en supposant un facteur de pondération linéairement décroissant pour l'optimisation des seuils de détections dans les systèmes CFAR. Deux règles de fusion logiques OR et AND ont été considérées.

Des situations multiples ont été investiguées incluant l'effet du nombre de capteurs distribués, la taille de la fenêtre de corrélation partielle et le nombre de multi-trajets dans un canal d'évanouissement de Rayleigh utilisant une modulation BPSK. Les résultats ont montré que les performances de détection et d'acquisition des schémas adaptatifs distribués proposés sont fortement (influencées) dépendantes aussi bien du nombre de capteurs que de la taille partielle de corrélation.

Il a été montré que la performance du système s'améliore considérablement, lorsque le degré de parallélisme augmente.

Il convient aussi de noter, que pour un faible et un moyen SNR/chip, que la règle de fusion logique OR montre une meilleure performance que la règle AND, résultant en un temps moyen d'acquisition plus court. Dans un environnement homogène, en présence d'un trajet unique et pour les deux règles de fusion, les systèmes distribués proposés basés sur le processeur CMLD ont montré de meilleures performances que celles fondées sur les systèmes distribués basés sur le processeur OS-CFAR. Ce résultat est aussi valable par comparaison aux schémas d'acquisition adaptative utilisant une seule antenne OSAP[4] et ACAP[6].

L'environnement multi-trajets à évanouissement de Rayleigh a également été étudié en se substituant seulement à la règle de fusion OU (OR) dû sa supériorité par rapport à la règle ET (AND), en se limitant à un minimum de capteurs en fusion. Ainsi, le schéma basé sur le processeur CMLD distribué appliquant le PSO a montré une meilleure robustesse que celui utilisant le processeur OS-CFAR et surpasse considérablement les systèmes d'acquisition adaptatifs exploitant une seule antenne.

Ainsi, le schéma distribué CMLD utilisant l'algorithme PSO pour l'optimisation des seuils de détection et utilisant particulièrement la règle de fusion OU (OR), a montré sa capacité, de réduire efficacement les effets néfastes des trajets multiples sur la performance du processus d'acquisition employant la recherche série.

Conclusion générale

L'objectif principale de cette thèse était l'amélioration de l'acquisition du code PN basée sur la recherche série pour les systèmes DS-CDMA. Vue la difficulté de la synchronisation initiale dans un canal à fréquence sélective à évanouissement de Rayleigh, nous avons été motivé par les systèmes distribués construits sur des détecteurs basés sur les statistiques d'ordre et la censure des multi-trajets, utilisant l'optimisation du seuil de détection à base d'un algorithme autre que les méthodes conventionnelles.

Après une introduction générale, exposant la position du problème et la motivation derrière ce travail, une vue générale des systèmes cellulaires de communication fut nécessaire, en exposant les différents phénomènes naturels et artificiels pouvant intervenir et perturber une liaison de communication sans fil, tels que les bruits et les interférences de différentes natures. Aussi, le mécanisme de la propagation des signaux a permis d'établir la problématique de la synchronisation initiale du code, en particulier dans les canaux en présence de multi-trajets à évanouissement de Rayleigh.

Pour comprendre le principe de la synchronisation initiale, la théorie de base du code d'acquisition était indispensable. De plus le choix de la stratégie de recherche ainsi que la structure du détecteur restent une étape incontournable pour l'achèvement de l'état d'acquisition dans un environnement complexe. Une recherche sur les approches théoriques permettant l'évaluation de la caractérisation de la performance du processus d'acquisition a été incluse. Dans ce contexte, nous

avons exposé les travaux les plus connus, qui ont été proposés dans le domaine de la synchronisation initiale du code PN, dans différents environnements avec différentes approches, par rapport à la stratégie de recherche et notamment à la structure du détecteur, en expliquant l'intérêt de l'utilisation de détecteur non-cohérent associé à un filtre adapté, afin d'éliminer le problème d'estimation de la fréquence porteuse et de maximiser le SNR. Par la suite nous nous sommes penchés sur les types de détecteurs employant un seuil adaptatif vu son importance par rapport au changement environnementale, s'appuyant sur des approches avancées d'acquisition du code, particulièrement exploitant les techniques de suppression d'interférence et les antennes multiples. Ainsi, différents modèles de canaux ont été étudiés, en tenant compte des multi-trajets, du type des interférences, du bruit et d'évanouissement.

La technique de diversité d'antennes associée aux systèmes d'acquisition adaptative appliquant des techniques de rejection d'interférences, notamment à base de détecteurs utilisant les statistiques d'ordre, constitue un outil puissant pour l'amélioration de la performance du processus d'acquisition. Aussi, l'augmentation du degré de parallélisme des antennes et/ou des corrélateurs offre une meilleure performance du processus d'acquisition, seulement le problème devient compliqué du point de vue implémentation par rapport à la difficulté de mise en œuvre du système et à la détermination des seuils de détection dans un environnement homogène et/ou multi-trajets (que ce soit à base de l'approche série où la complexité peut s'avérer moyenne à élevée, ou à base de l'approche hybride encore plus sévère). Ce sont les principales raisons qui nous ont amené à privilégier l'utilisation des systèmes distribués basés sur la fusion de données multi-capteurs par rapport à la diversité d'antenne, en s'appuyant sur un puissant algorithme non-conventionnel pour l'optimisation du seuil de détection.

Ainsi, une solution plus simple a été proposée afin d'achever le but recherché dans cette thèse qui était principalement l'amélioration de l'approche de recherche série dont l'implémentation reste la plus simple, et ceci dans un environnement multi-trajets à évanouissement de Rayleigh, sachant qu'un tel évanouissement a un effet néfaste sur les performances de la détection et de l'acquisition.

Deux schémas basés sur les processeurs d'acquisition adaptative OS-CFAR et CMLD parallèlement distribués ont été proposés dans cette thèse, pour l'amélioration du processus d'acquisition appliquant l'approche série. Les seuils de détection dans notre cas au sens optimal, permettant de censurer les cellules indésirables, ont été calculés par l'algorithme PSO qui constitue un outil d'optimisation simple et à la fois puissant, en appliquant un facteur de pondération à décroissance linéaire exponentielle, ceci afin d'éviter aux particules la stagnation dans l'optimum local. Ainsi, il a un grand impact sur l'exploration, global et local, il est censé produire un comportement de recherche rapide et intelligent en évitant aux particules cette stagnation, en faisant varier ce poids d'inertie de manière exponentielle.

. Tout au long de cette thèse la probabilité de détection dans un cas particulier, mais principalement le temps moyen d'acquisition a été utilisé comme la performance de mesure caractérisant le processus d'acquisition du code. Plusieurs tests de simulations ont été investigués en évaluant le temps moyen d'acquisition en fonction du SNR/chip en considérant de réelles hypothèses, telle qu'une modulation BPSK et un canal à fréquence sélective à évanouissement de Rayleigh et un bruit AWGN. Dans les simulations effectuées, nous avons tenu compte de l'effet de la taille de la fenêtre d'intégration partielle, de la taille de la fenêtre de référence, du nombre des multi-trajets ainsi que du nombre de capteurs en fusion et de la règle de fusion logique (OR et AND), sur le processus d'acquisition, en employant les deux processeurs de détection OS-CFAR et CMLD.

Les premiers résultats de simulation ont bien prouvés l'intérêt des systèmes distribués dans le processus d'acquisition. En effet, il a été trouvé que l'augmentation du degré de parallélisme permettait d'améliorer la performance du système basé sur la recherche série.

Les résultats obtenus par simulation, ont montrés d'autre part la robustesse des schémas distribués d'acquisition adaptative proposés, en particulier, celui à base du processeur CMLD par rapport à l'OS-CFAR dans un milieu homogène d'une part, et qui d'autre part (le CMLD) à permet d'apporter une considérable amélioration au processus d'acquisition dans un environnement multi-trajets à l'aide de l'algorithme d'optimisation PSO avec un minimum de capteurs en fusion, en appliquant la règle OR, où ce choix a été fondé sur la supériorité de cette dernière par rapport à la règle AND. En effet, il a été montré qu'il est plus convenable d'appliquer la règle OR pour un faible et un moyen SNR/chip que la règle AND. Nous avons rajouté en dernier quelques simulations, montrant l'intérêt et la supériorité de l'utilisation des systèmes CFAR parallèlement distribués avec fusion de données utilisant l'optimisation du seuil de détection à base du PSO pour la synchronisation initiale par rapport aux schémas conventionnel et non-conventionnel d'acquisition adaptative à base d'une seule antenne.

Le même concept pourrait être généralisé et appliqué en tenant compte d'autres types d'évanouissements, en considérant l'acquisition du code dans deux dimensions (domaine temporel et angulaire), dans le sens de [1], mais avec d'autres types de fusion, pour améliorer la performance du système dans un environnement en présence d'interférences réelles (variables) on pourra se baser sur la stratégie de recherche ou

sur la structure du détecteur. Le même concept pourrait bien s'adapter aussi aux problèmes actuels des générations de la communication sans fil.

Bibliographie

[1] M. Katz, "Code acquisition in advanced CDMA networks," Ph.D Dissertation, Dept. of Electrical and Information Engineering, University of OULU, Finland 2002.

[2] H. Puska, "Code acquisition in direct sequence spread spectrum systems using smart antennas," Ph.D Dissertation, Dept. of Electrical and Information Engineering, Faculty of Technology, University of Oulu, Finland 2009.

[3] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread spectrum communications- a tutorial," *IEEE Trans. on communications*, vol. com-30, no. 5, pp. 855-884, May 1982.

[4] C. J. Kim, H. J. Lee, and H. S. Lee, "Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 46, pp. 993-996, August 1998.

[5] C. J. Kim, T. W. Hwang, H. J. Lee and H. S. Lee, "Acquisition of PN code with adaptive threshold for DS/SS communications," *IEE. Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1352-1354, July 1997.

[6] A. Aissaoui, Z. Hammoudi and A. Farrouki, "Adaptive pseudo-noise code acquisition scheme using automatic censoring for DS/SS communication in frequency

selective Rayleigh fading channel,” *IET Communication*, vol. 2, no. 2, pp. 359–365, 2008.

[7] 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.

[8] L. Hacini, A. Farrouki and Z. Hammoudi, “Hybrid acquisition schemes of PN codes using order statistics based detection and antenna diversity,” *In Waveform diversity and design. IEEE Conference*, pp. 42–45, June 2007.

[9] A. Aissaoui, A. Farrouki and Z. Hammoudi, “A rapid adaptive PN code acquisition with antenna diversity for DS-CDMA communication,” *In ACTEA International Conference*. pp. 208–213. Lebanon July 2009.

[10] T. Rappaport, R. Muhamed, M. Buehrer and A. Doradla, “Mobile and Cellular Radio Communications,” *The Engineering Handbook*. Ed. Richard C. Dorf Boca Raton: CRC Press , 1996.

[11] A. NAANAA, “chapitre 2 : Systèmes radio mobiles et concepts cellulaires.” <http://isima.e-monsite.com/medias/files/cours-reseaux-cellulaires-ch2-1.pdf>. Mars 2014

[12] L. Elaabidi, “UMTS: Universal Mobile Communication Systems,” *Cynapsys Software Engineering*, Mars 2010. <http://fr.slideshare.net/Cynapsys/formation-umts>

[13] P. Pagani, “Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande,” Autre. INSA de Rennes, France 2005.

[14] P. G. MANGA, “Etude de performance d'une liaison sans fil OFDM dans un canal complexe,” Maîtrise en ingénierie, université du Québec en Abitibi Témiscamingue, Octobre 2012

[15] M.K Simon, M.S Alouini, “Digital communication over fading channels: *Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*,” John Wiley & Sons, Inc, NY, USA 2000.

[16] A. Belhoudji, “Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM,” université de limoges école doctorale science – technologie – santé faculté des sciences et techniques, France 2009.

[17] L.Hacini, “Schémas hybrides d’acquisition adaptative de codes pn pour des communications ds-cdma dans un canal rayleigh,” Thèse de doctorat, Dept. Electronique, faculté des sciences de l’ingénieur, université de mentouri, constantine, Algerie 2012.

[18] H. Chehri, “Etude et caractérisation d'un canal de propagation pour les réseaux vanet,” maîtrise en ingénierie, université du Québec en abitibi-témiscamingue, Canada 2014.

- [19] K. S. Zigangirov, "*Theory of code division multiple access communication*," A John Wiley & Sons, Ltd., New York, USA 2004.
- [20] D. Torrieri, "*Principles of spread-spectrum communication systems*," Springer International Publishing Switzerland 2005.
- [21] R. Peterson, R. Zeimer and D. Borth, "*Introduction to spread spectrum communications*," Prentice and Hall Inc, USA 1995.
- [22] T.L Singal, "*Wireless Communications*," mcgraw-hill education ltd, India 2010.
- [23] J. Fakatselis, "Processing Gain in Spread Spectrum Signals," Harris Semiconductor. <http://www.sss-mag.com/pdf/pgpap.pdf>, 1996.
- [24] D. Ménard, J. A. Ruiz, E. Gaudry, D. Chillet et O. Sentieys, "Systèmes de radiocommunication de 3ème génération : WCDMA," Cours, groupe signal/architecture LASTI, 2001.
- [25] Toni Huovinen, "TLT-5606 Spread Spectrum Techniques. Chapter 3: Code acquisition and tracking," Courses, Tampere University of Technology, 2011.
- [26] G. F. Sage, "Serial synchronization of pseudonoise systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 12, no. 12, pp. 123-127, December 1964.

[27] M. Barkat, "Signal Detection and Estimation," Second Edition. Artech House, Inc. NY, USA 2005.

[28] L. L. Yang and L. Hanzo, "Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol. 50, No. 2, pp. 617-628, 2001.

[29] A. Polydoros, "On the synchronization aspects of direct sequence spread-spectrum systems," Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, University of Southern California USA 1982.

[30] A. Polydoros and C. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part I: General theory," *IEEE Trans. On Communication*, vol. COM-32, no. 5, pp. 542-549, May 1984.

[31] A. Polydoros and C. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part II: A matched-filter receiver," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-32, no. 5, pp. 550-560, May 1984.

[32] J. Linatti, "On the threshold setting principles on code acquisition of DS-SS signals," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 18, no. 1, pp. 62-72, January 2000.

- [33] S. Davidovici, L. B. Milstein and D. L. Schilling, "A new rapid acquisition technique for direct sequence spread-spectrum communications," *IEEE Trans. Communication*, vol. 32, no. 11, pp.1161-1168, November 1984.
- [34] Y. T. Su and C. L. Weber, "A class of sequential tests and its applications," *IEEE Trans Communication*, vol. 38, no. 2, pp. 165-171, February 1990
- [35] K. K. Chawla and D. V. Sarwate, "Acquisition of PN sequences in chip synchronous DS/SS systems using a random sequence model and the SPRT," *IEEE Trans. Communication*, vol. 42, no. 6, pp. 2325-2334, 1994.
- [36] S. Tantaratana, A. Lam and P. Vincent, "Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading," *IEEE Trans. Communication*, vol. 43, no. 234, pp. 1738-1745, February 1995
- [37] J. C. Lin and L. S. Lee, "A noncoherent sequential PN code acquisition scheme in DS/SS receivers," *Proc. of Global Telecommunications Conference*, vol. 4, pp. 2168-2173, November 1998.
- [38] H. C. Wang and W.H. Sheen, "Variable dwell-time code acquisition for direct-sequence spread spectrum systems on time-variant Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Communication*, vol. 48, no. 6, pp. 1037-1046, June 2000.

- [39] O. S. Shin and K. B. Lee, "Utilization of multipath for spread-spectrum code acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, No. 4, pp. 734-743, April 2001.
- [40] H. G. Kim, L. Song, S. Yoon and S. R. Park, "Nonparametric PN code acquisition using the signed-rank statistic for DS/CDMA systems in frequency-selective Rician fading channels", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, pp. 1138-1144, September 2002.
- [41] H. S. Oh, D. S. Han, "An adaptive double-dwell PN code acquisition system in DS-CDMA communications," *Elsevier Signal Processing* vol. 85, pp. 2327–2337, January 2005.
- [42] H. Kwon, I. Song, S. Y. Kim, and S. Yoon, "Noncoherent Constant False-Alarm Rate Schemes With Receive Diversity for Code Acquisition Under Homogeneous and Nonhomogeneous Fading Circumstances," *IEEE Trans. on vehicular technology*, vol. 56, no. 4, pp. 2108-2120, July 2007.
- [43] L. B. Milstein, J. Gevargis and P. K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread spectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-33, no. 7, pp. 593-600, July 1985.
- [44] L. Davisson and P. Flikkema, "Fast single-element PN acquisition for the TDRSS MA system," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-36, no. 11, pp. 1226-1235, November 1988.

- [45] U. Cheng, "Performance of a class of parallel spread-spectrum code acquisition schemes in the presence of data modulation," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-36, no. 5, pp. 596-604, May 1998.
- [46] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 774-779, May 1990.
- [47] E. A. Sourour and S. C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," *IEEE Trans. Communication*, vol. 38, no. 7, p. 992-998, July 1990.
- [48] K. K. Chawla and D. V. Sarwate, "Parallel acquisition of PN sequences in DS/SS systems," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-42, no. 5, pp. 2155-2164, May 1994.
- [49] M. Srinivasan and D.V. Sarwate, "Simple schemes for parallel acquisition of spreading sequences in DS/SS systems," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 3, pp.593-598, August 1996.
- [50] G.E. Corazza, "On the MAX/TC criterion for code acquisition and its applications to DSSSMA systems," *IEEE Trans Communication*, vol. COM-44, no. 9, pp. 1173-1182, September 1996.

- [51] W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile Communications," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 4, pp. 643-656, November 1996.
- [52] C. Baum and V. Veeravalli, "Hybrid acquisition schemes for direct sequence CDMA systems," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, pp. 1433-1437, May 1994.
- [53] G. J. R. Povey, "Spread spectrum PN code acquisition using hybrid correlator architectures," *Wireless Personal Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 151-164, September 1998.
- [54] B. J. Kang and I.K. Lee, "A performance comparison of code acquisition techniques in DSCDMA System," *Wireless Personal Communications*, vol. 25, no.2, pp. 163-176, May 2003.
- [55] H. S. Oh, C. H. Lim and D. S. Han, "Adaptive hybrid PN acquisition with antenna diversity in DS-CDMA systems," *IEICE Transactions on Communications* vol. E85-B, no. 4, pp. 716-722, April 2002.
- [56] D.M. Dlugos and R.A. Scholtz, "Acquisition of spread spectrum signals by an adaptive array," *IEEE Military Communications Conference, MILCOM*, vol. 2, pp. 31.4.1 - 31.4.7, October 1986.

[57] R.R. Rick and L.B. Milstein, "Parallel acquisition of spread-spectrum signals with antenna diversity," *IEEE Trans. Communication*, vol. COM-45, no. 8, pp. 903_905, August 1997.

[58] B. Wang and H.M. Kwon, "PN code acquisition with adaptive antenna array and adaptive threshold for DS-CDMA wireless communications," *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 152_156, December 2000.

[59] B. Wang and H.M. Kwon, "PN code acquisition using smart antenna for DS-CDMA wireless communications," *Proc. of IEEE Military Communications Conference*, vol. 2, pp. 821-825, October 2000.

[60] A. Sofwan, M. Barkat and S. Al Qahtani, "PN code acquisition using smart antennas and adaptive thresholding for spread spectrum communications," *Wireless Networks*, vol. 22, no. 1, pp 223–234, January 2016.

[61] 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*, pp. 1193-1198, June 2012.

[62] 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, 2014.

- [63] E. W. Siess and C. L. Weber, "Acquisition of direct sequence signals with modulation and jamming," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 4, no. 2, pp. 254-272, Mars 1986.
- [64] B. Ibrahim and H. Aghvami, "Direct sequence spread spectrum matched filter acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 12, no. 5, pp. 885-890, June 1994.
- [65] J. Y. Kim and J. H. Lee, "Performance of matched-filter acquisition for a DS-SSMA system in a frequency-selective fading channel," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Atlanta, Georgia, USA, vol. 1, pp. 596-600, September 1996.
- [66] E. Brigant and A. Mämmelä, "Adaptive threshold control scheme for packet acquisition," *IEEE Trans. Communication*, vol. 46, no. 12, pp. 1580-1582, August 1998.
- [67] S. Lee S and J. Kim, "Effects of multiple threshold values for PN code acquisition on DS-CDMA systems," *IEEE Elect. Lett.*, vol. 37, no. 6, p. 363-365. Mars 2001.
- [68] S. D. Himonas and M. Barkat, "Automatic censored CFAR detection for nonhomogeneous environments," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, no. 1, pp. 286-304, February 1992.
- [69] L. Hacini, A. Farrouki and Z. Hammoudi, "Adaptive Hybrid Acquisition of PN Sequences Based on Automatic Multipath Cancellation in Frequency-Selective Rayleigh

Fading Channels,” *Wireless Personal Communications*, vol. 63, no. 1, pp. 147-166, March 2012.

[70] J. G. Proakis, “*Digital communications*,” McGraw Hill, (3rd ed.), New York 1997.

[71] P. P Ghandhi and S.A Kassam, “Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background”, *IEEE Trans. on Aerospace Electronic System*, vol. 24, no.4, pp. 427–445, July 1998.

[72] X. Y. Hou, N. Morinaga and T. Namekawa, “Direct evaluation of radar detection probabilities,” *IEEE Trans. on Aerospace Electronic System*, vol. 23, no. 7, pp. 418–423, July 1987.

[73] T. Laroussi and M. Barkat, “A performance comparison of two time diversity systems using cmld-cfar detection for partially correlated chi-square targets and multiple target situations,” EUSIPCO pp. 1-5. Florence, September 2006.

[74] A. Herbert, H. David and N. Nagaraja, “*Order statistics*,” 3th edition. Wiley Series in probability and statistics, New Jersey, USA 2003.

[75] M. Barkat and P. K. Varshney, “Decentralized CFAR signal detection,” *IEEE Trans. on Aerospace Electronic System* AES-25, no. 2, pp. 141-149. June 1989

- [76] M. K. Üner and P. K. Varshney, "Distributed CFAR Detection in Homogeneous and Nonhomogeneous Backgrounds," *IEEE Trans. Aerospace. Electronics. Systems.* vol. 32, no. 1, pp. 84-97, January 1996
- [77] L. Abdou and F. Soltani, "OS-CFAR and CMLD threshold optimization in distributed systems using evolutionary strategies," *Signal, Image and Video Processing*, vol. 2, no. 2, pp. 155–167, June 2008.
- [78] R. Poli, "Particle swarm optimization, An overview," *Swarm Intelligence*, vol.1, no,1. pp. 33–57, June 2007.
- [79] A. Pinto, "The Particle Swarm Optimization Algorithm, Decision support," 2011.
- [80] R. E. Perez and K. Behdinan, "Particle swarm approach for structure design optimization," *Computers and Structures*, vol. 85, no. 19-20, pp. 1579-88, October 2007.
- [81] N. I. Ghali, N. El-Dessouki, A.N. Mervat A. N., and L. Bakrawi, "Exponential Particle Swarm Optimization Approach for approving data clustering," *International Journal of Electrical and Electronics Engineering* 3:4 2009.
- [82] <http://www.am.qub.ac.uk/users/g.gribakin/sor/Chap6.pdf>. 110SOR201(2002)

Annexe

Fonction génératrice de moment

Définition La fonction génératrice de moment ou MGF d'une variable aléatoire est définie comme [82]

$$M_X(\omega) = E(e^{\omega X}) = \begin{cases} \sum_x e^{\omega x} P(X = x) & \text{si } X \text{ est discrète} \\ \int_{-\infty}^{\infty} e^{\omega x} f_X(x) dx & \text{si } X \text{ est continue} \end{cases}$$

pour tout réel ω pour lequel la somme ou l'intégrale converge absolument. Dans quelques cas l'existence de $M_X(\omega)$ peut-être un problème pour ω différent de zéro. Désormais, on suppose que $M_X(\omega)$ existe dans la région proche de l'origine $|\omega| < \omega_0$. Dans ce cas, la suite sera prouvée :

i. Il y a une unique distribution avec la MGF $M_X(\omega)$

ii. Les moments autour de l'origine peuvent être trouvés par expansion en séries de puissance. Ainsi on peut écrire

$$\begin{aligned} M_X(\omega) &= E(e^{\omega X}) = E\left(\sum_{r=0}^{\infty} \frac{(\omega X)^r}{r!}\right) \\ &= \sum_{r=0}^{\infty} \frac{\omega^r}{r!} E(X^r) \end{aligned}$$

On a alors

$$M_X(\omega) = \sum_{r=0}^{\infty} \mu'_r \frac{\omega^r}{r!} \quad \text{où } \mu'_r = E(X^r)$$

Soit donnée une fonction comme étant la MGF de la v.a X, l'expansion de cette fonction en séries de puissance de ω donne μ'_r le $r^{\text{ième}}$ moment à l'origine comme étant le coefficient de $\omega^r / r!$ [82].

iii. Les moments à l'origine peuvent aussi être trouvés par dérivation, ainsi

$$\frac{d^r}{d\omega^r} \{M_X(\omega)\} = \frac{d^r}{d\omega^r} \{E(e^{\omega X})\}$$

$$= E\left\{\frac{d^r}{d\omega^r}(e^{\omega X})\right\} = E(X^r e^{\omega X})$$

Ainsi, $\left[\frac{d^r}{d\omega^r}\{M_X(\omega)\}\right]_{\omega=0} = E(X^r) = \mu'_r$

iv. Si nous supposons les moments de la moyenne, $\mu_r = E[(X - \mu)^r]$, on considère $M_{X-\mu}(\omega)$, qui peut être obtenu de $M_X(\omega)$ comme suit :

$$M_{X-\mu}(\omega) = E(e^{\omega(X-\mu)}) = e^{-\mu\omega} E(e^{\omega X}) = e^{-\mu\omega} M_X(\omega).$$

Alors, μ_r peut être obtenue par différentiation

$$\mu_r = \left[\frac{d^r}{d\omega^r}\{M_{X-\mu}(\omega)\}\right]_{\omega=0}$$

v. $M_{a+bX}(\omega) = E(e^{\omega(a+bX)}) = e^{a\omega} M_X(b\omega)$

Somme de variables indépendantes

Soient X, Y deux v.a indépendantes de MGF respectivement $M_X(\omega)$, $M_Y(\omega)$.

Alors,

$$M_{X+Y}(\omega) = M_X(\omega) \cdot M_Y(\omega)$$

Corollaire

Si $X_1, X_2, \dots, X_n$ sont des v.a indépendantes [82]

$$M_{X_1+X_2+\dots+X_n}(\omega) = M_{X_1}(\omega) \cdot M_{X_2}(\omega) \dots M_{X_n}(\omega)$$