

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Constantine**

MEMOIRE

Présentée pour obtenir le diplôme de **MAGISTER**

FILIERE

Electronique

Option

Traitement du signal

**DETECTION ADAPTATIVE POUR LES SYSTEMES
DE COMMUNICATION DS-CDMA**

Par

Reda BEKHAKHECHA

Directeur de thèse: M. BARKAT

Professeur

Constantine

Devant le Jury:

Président:

Professeur Soltani Fouzi

Université Constantine

Rapporteur:

Professeur Benslama Malek

Université Constantine

Examineurs:

Docteur Laroussi Toufik

Université Constantine

Docteur Farrouki Attef

Université Constantine

Remerciements

Je tiens en premier lieu à rendre hommage et à exprimer ma gratitude au Professeur Mourad Barkat qui m'a accueilli au sein de son équipe RADAR et qui a dirigé mes travaux. J'ai pu à travers ses nombreuses suggestions menées ce travail qui est le couronnement de ses multiples recommandations.

Par la suite, Le Professeur Malek Benslama m'a aidé à finaliser ce manuscrit et a été mon rapporteur. Je voudrais le remercier et lui exprimer ma sollicitude. Je tiens aussi à remercier, Le Professeur Fouzi Soltani qui m'a fait l'Honneur de présider le Jury.

Messieurs Les Docteurs Laroussi Touffik et Attef Farrouki sont aussi associés à ce témoignage de respect et de gratitude. Leurs critiques et conseils me seront d'un grand intérêt pour la poursuite de ma carrière dans un domaine où ils ont prouvé largement leurs compétences.

Je ne saurais oublier tous les autres Enseignants de l'Option Traitement de Signal qui m'ont appris les notions de base du traitement du signal. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance.

Le soutien de mes amis m'a permis de traverser quelques moments difficiles, je remercie donc Sabra, A/Nour, A/Djalil, Fouzi, Samir, Moncef, A/Karim, Djamel, Mohamed, A/Aziz.

Finalement, je dédie ce modeste travail à ma Famille et à ceux qui mes sont chers.

RESUME:

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

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

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

Nous avons fait notre étude sur la base de deux détecteurs adaptatifs qui sont le CA-CFAR et l'OS CFAR nous avons montré que le CA-CFAR est mieux adapté dans le cas homogène (absence des interférences) que l'OS-CFAR. Ce dernier a cependant présenté une robustesse dans un environnement non homogène (présence des interférences).

Pour résoudre l'effet négatif des trajets multiples nous avons exploité la notion de la diversité d'antenne en réception en utilisant L'OS-CFAR. Nous avons montré que cette combinaison donne des bonnes performances afin de diminuer l'effet de non homogénéité et de combattre l'effet des trajets multiples.

ABSTRACT:

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

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

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

We have made our study based of two adaptative detectors that are CA-CFAR and OS-CFAR; we showed that CA-CFAR is better in the homogeneous case (absence of interferences) than OS-CFAR. The last is robust in a non homogeneous environment (presence of interferences).

To solve the negative multipath effect, we exploited the notion of the diversity antenna in receiver while using OS-CFAR. We showed that this combination gives good performances to decrease the effect of non homogeneity and to fight the negative multi-path effect.

ملخص

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

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

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

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

و هذا بطبيعة الحال يستلزم إقامة تواقف بين الشفرات المستقبلية و المنتجة على مستوى المستقبل قبل كشف المعلومات المرسله. هذا التواقف يعتبر من بين الإشكاليات الصعبة و المهمة في نظام DS/CDMA بحيث يتم على مرحلتين: المعرفة الأولية (Acquisition) للمعلومات ثم عملية الاقتراف (Poursuite).

نهتم في هذه المذكرة بمرحلة المعرفة الأولية للسلسلة الشبه عشوائية .

إن أهم ما يميز واسطة الراديو - متحرك - تعدد مسارات الإشارة المرسله (multi-trajets) كما أن الشارة مهددة بالضعف و الوصول المتأخر, علما أن هذه التغيرات الطارئة ذات طبيعة عشوائية.

اعتبرنا خلال هذه الدراسة نموذج "راليه" (Rayleigh) الناتج عن تعدد سبل الإشارة. و كنتيجة لعدم ثبوت ظروف الاتصالات المتحركة فانه قد يستلزم أحيانا تحقيق عملية المعرفة الأولية في أوساط متردية جدا.

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

ابتداء فقد قمنا بدراسة عملية المعرفة الأولية في محيط متجانس (غياب التداخلات) معتمدين على كاشف معدلات الخلايا (Cell-Averaging CFAR) CA-CFAR و كاشف الإحصاء المنتظم (Order-Statistic CFAR) OS-CFAR معتبرين استعمال هوائي واحد على مستوى المستقبل.

قمنا بحساب عبارات احتمالات الإنذار الخاطيء و الكشف الخاصة بكل كاشف و كذلك زمن المعرفة الأولية و التي تساعدنا في تقييم فعالية كل واحد منهما. لقد أثبتنا ان CA-CFAR قد أعطى نتائج جيدة و أحسن من OS-CFAR في الوسط المتجانس.

و لأن تجانس الوسط ليس مضمونا نتيجة للتداخلات الناتجة عن المداخل المتعددة. فقد قمنا بإعادة الدراسة في محيط غير متجانس وأثبتنا معاناة CA-CFAR في حين أن OS-CFAR قد أعطى نتائج جيدة و فعالة في مقاومة التداخلات.

أما في ما يخص مواجهة النثر السلبي للمسارات المتعددة للإشارة فإننا استعملنا تعدد الهوائيات على مستوى معتمدين على الكاشف OS-CFAR و قد أثبتنا أن هذا التزوج قد أعطى نتائج جيدة و فعالة في مواجهة عدم تجانس الوسط و مقاومة السبل المتعددة.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	01
-----------------------------	----

Chapitre I

théories de propagation

2. PROBLEMATIQUE DES COMMUNICATIONS RADIO-MOBILES	04
2.1. LE CANAL DE PROPAGATION.....	05
2.2. LES PHENOMENES DE BASE EN PROPAGATION.....	06
2.3. MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION.....	07
2.4. LES PARAMETRES DU CANAL DE PROPAGATION.....	09
3. LIMITATIONS DE LA TRANSMISSION	12
4. CONCLUSION.....	14

Chapitre II

Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

1. INTRODUCTION	15
2. LES TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLE.....	16
2.1. ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DANS LE TEMPS (TDMA).....	16
2.2. ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE FREQUENCE (FDMA)	18
2.3. ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODES (CDMA)	19
3. ETALEMENT DE SPECTRE.....	20
4. STRATEGIES D'ACQUISITION	31
5. THEORIES DE LA DETECTION	33

6.	CONCLUSION.....	44
----	-----------------	----

Chapitre III
Acquisition de la séquence PN

1.	INTRODUCTION	45
2.	MODELISATION D'UN SYSTEME CDMA ELEMENTAIRE	46
3.	STATISTIQUES DE LA VARIABLE DE DECISION	50
4.	TEMP D'ACQUISITION.....	54
5.	ACQUISITION ADAPTATIVE	56
5.1	RECEPTION PAR UNE SEULE ANTENNE	57
5.1.1	ENVIRONNEMENT HOMOGENE	57
5.1.2	ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE.....	64
5.2	UTILISATION DE LA DIVERSITE D'ANTENNES.....	70
7.	CONCLUSION.....	79

Chapitre IV
Conclusion générale

1.	CONCLUSION	80
2.	SUGGESTION POUR DES TRAVEAUX DE RECHERCHE FUTUR	81

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

Liste des figures

Figure	Titre	Page
1.1	La combinaison constructive et destructive des ondes	4
1.2	Exemple d'une transmission entre une base et un mobile embarqué	6
2.1	Communication Multi-Utilisateurs – Accès multiples	15
2.2	Communication Multi-Utilisateurs – Broadcast	16
2.3	Non-optimisation des capacités des réseaux	17
2.4	Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA)	17
2.5	Multiplexage temporel pour un paquet de 8	18
2.6	Schéma d'un en multiplexage fréquentiel (FDMA)	19
2.7	Le multiplexage par codes (CDMA)	20
2.8	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe	22
2.9	Exemple de registre à décalage composé de 4 bascules	23
2.10	Forme d'onde de la séquence 001101011110001 générée par le registre à décalage de la figure 2.9	24
2.11	Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale	25
2.12	Configuration d'un générateur de codes Gold	26
2.13	Effet de l'opération de l'étalement sur les brouilleurs	29
2.14	Le circuit de la recherche série	31
2.15	Circuit de la recherche parallèle	32
2.16	Le diagramme multidwell	33
2.17	Acquisition par filtre moyennneur	33
2.18	L'espace d'observation pour le CDMA	35
2.19	La variation de la probabilité de fausse alarme suivant la variation de la puissance du bruit	40
2.20	Schéma de principe d'un détecteur CFAR	41
2.21	Les processeurs CFAR faisant la moyenne de niveau	42
2.22	Le processeur OS-CFAR	43
2.23	Le processeur TM-CFAR	44

3.1	Système de communication DS-CDMA	46
3.2	Architecture du récepteur du $u^{ième}$ utilisateur	49
3.3	Schéma bloc d'une Acquisition adaptative	50
3.4	Comparaison de P_{fa} entre le système d'acquisition adaptative et le système Conventionnel	59
3.5	La probabilité de détection pour $M = 8$ et 16 (détecteur CA-CFAR)	60
3.6	le Temps d'acquisition pour $M=8$ et 16 (détecteur CA-CFAR)	61
3.7	Comparaison de La probabilité de détection entre la CA-CFAR et l'OS-CFAR dans un environnement homogène pour des différentes valeurs de M	63
3.8	Comparaison des Temps d'acquisition entre le CA-CFAR et l'OS-CFAR pour des différentes valeurs de M	64
3.9	La probabilité de détection pour le CA-CFAR en présence des interférences	66
3.10	La probabilité de détection en présence des cellules interferentes pour le détecteur OS-CFAR	69
3.11	Comparaison de La probabilité de détection entre la CA-CFAR et l'OS-CFAR le CA-CFAR en présence des interférences	70
3.12	Réception par la diversité d'antennes	71
3.13	Probabilités de Détection pour des différents nombres d'antennes (L), $U=5$, $P=2$, $M=16$	75
3.14	Probabilité de Détection pour des différents nombres d'antennes (L) et trajets (P)	76
3.15	Probabilité de Détection pour des différents nombres d'antennes (L) et M	76
3.16	le temps d'acquisition pour des différents nombres d'antennes (L)	77
3.17	le temps d'acquisition pour des différentes Valeurs de L et M	78
3.18	le temps d'acquisition pour des différentes Valeurs de L et P (path)	79

Introduction

1. MOTIVATION

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

Dans les systèmes DS/CDMA, pour récupérer l'information transmise, le signal reçu devrait d'abord être désétaillé en utilisant un code pseudo aléatoire (PN) généré localement. Ceci signifie que la synchronisation entre les codes reçus et les codes localement générés est exigée avant la détection de données. Par conséquent, l'établissement rapide de la synchronisation du code est l'une des problèmes importants dans les systèmes de DS/CDMA. Le processus de la synchronisation est habituellement réalisé dans deux étapes : *L'Acquisition* et *La poursuite (Tracking)* [1].

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

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

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

excessif de fausses alarmes. Cette raison suggère l'utilisation des *techniques adaptatives* (seuil Adaptatif) dans le traitement des signaux, qui devrait être déterminé selon la puissance du bruit de l'environnement.

Beaucoup de processeurs à Taux de Fausse Alarme Constant TFAC (CFAR, Constant False Alarm Rate) utilisés dans les systèmes radar ont été également appliqués dans les problèmes d'acquisition des séquences PN dans des systèmes DS/CDMA pour combattre la variabilité et l'instabilité de la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} [2]. Cette technique a été introduite pour la première fois par Finn et Johnson. Kim est proposés l'acquisition adaptative utilisant pour cela les détecteurs CA-CFAR avec intégration non cohérente dans un environnement *Rayleigh homogène*. Oh [3] a proposés l'acquisition adaptative basée sur la structure *double dwell detectors*, ce système a montré des bonnes performances concernant la probabilité de détection P_d . Oh [4] est utilisés un système hybride d'acquisition qui combine entre la détection CA-CFAR et la diversité d'antennes. Mais Le problème c'est que les performances du détecteur CA-CFAR sont dégradées quand le milieu est non homogène.

Diverses classes de techniques CFAR ont été élaborées pour améliorer la robustesse des systèmes dans des environnements non homogènes. Le détecteur OS-CFAR qui a été proposé pour la première fois par Rohling [5] où le seuil est obtenu à partir d'un des échantillons ordonnés de la fenêtre de référence présente des bonnes performances dans le cas non homogène mais l'effet négatif des trajets multiples reste toujours existant.

La diversité se révèle être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission, et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radios [6].

Si plusieurs répliques de l'information sont reçues par des liaisons dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de forte atténuation, augmentant ainsi la fiabilité de la liaison [7].

5. ORGANISATION DU MEMOIRE

Le Chapitre 1 introduira les notions de base relatives au canal ainsi que certaines problématiques inhérentes au phénomène de propagation du signal à savoir les trajets multiples ou multipath. La qualité de la communication est tributaire à grande échelle de cette problématique.

Dans le Chapitre 2, nous donnons brièvement les notions de base de la communication mobile. Les méthodes d'accès multiples les plus utilisées seront présentées. Un accent particulier sera mis sur le principe et les techniques d'étalement du spectre. Par la suite, nous introduirons certaines généralités spécifiques à la détection.

Au niveau du Chapitre 3, qui représente la principale contribution de ce travail, nous analyserons le processus d'acquisition initiale de la séquence PN dans un environnement ayant plusieurs trajets. La séquence reçue est sujette à des interférences dues à l'accès multiple des autres utilisateurs. Pour cela, nous utiliserons la détection adaptative avec des détecteurs CA-CFAR et L'OS-CFAR en considérant la diversité d'antennes en réception.

Afin d'évaluer les performances de détection et d'acquisition, un processus de calcul sera élaboré, il sera testé par des simulations. Les résultats obtenus seront présentés et discutés.

Le chapitre 4 comportera les conclusions générales tirées de ce travail ainsi que des suggestions pour les futurs travaux de recherche

Chapitre I

Théories de propagation

Résumé

Dans ce chapitre nous donnons les notions de base du canal et ces problématiques (par exemple le phénomène des trajets multiples) qui ont un effet très important sur la qualité de communication.

Les applications classiques radars ont trouvées un champ d'application très vaste au niveau des communications mobiles. Le passage de l'approche radar vers l'approche mobile a été immédiat. L'idée de base étant le choix de paramètres fondamentaux axés sur le traitement de signal [1,2]. Pour cela une formalisation de la théorie et algorithmique de base étaient nécessaires [3,4,5]. Des travaux essentiels ont vu le jour même en communications mobiles terrestres et satellitaires [6].

Par définition, un système radio-mobile terrestre a pour fonction l'établissement de la liaisons avec des utilisateurs pouvant se trouver en des points quelconques d'une certaine zone géographique. Ces liaisons doivent utiliser le support radioélectrique, seul capable de fournir le lien physique nécessaire.

2. PROBLEMATIQUE DES COMMUNICATIONS RADIO-MOBILES

L'onde électromagnétique émise peut être interceptée, réfléchiée ou diffractée par des obstacles de nature différente comme des immeubles, des collines, de la végétation. Suivant le cas, un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur peut exister ou être absent.

L'onde qui parvient au récepteur est la superposition d'un ensemble d'ondes lui arrivant par des chemins différents et conséquemment avec des décalages temporels et des phases variables. Ces ondes se combinant de façon constructive ou destructive, l'amplitude du signal reçu est fluctuante [7].

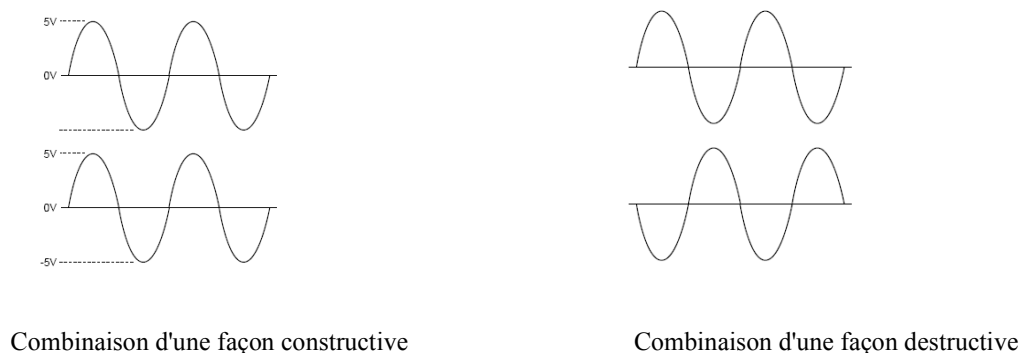


Figure 1.1 La combinaison constructive et destructive des ondes

Le canal radio-mobile est un canal fluctuant à trajets multiples. Le signal transmis est affecté d'atténuation, de dispersion temporelle, de fluctuations et de délais de transmission dont les variations ne sont pas prédictibles de façon déterministe, aussi recourt-on à une analyse statistique du canal de propagation.

2.1 LE CANAL DE PROPAGATION

Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission reliant l'émetteur au récepteur. Il est le principal élément de la chaîne de communication introduisant des perturbations affectant le signal émis.

De natures différentes, le support peut être un câble (bifilaire, coaxial, ...), une fibre optique, l'espace libre, etc.

Un canal de propagation peut être invariant dans le temps, dans le cas par exemple d'une transmission sur câble, ou variant dans le temps, dans le cas de transmissions hertziennes dans un contexte radio-mobile [7,8].

Notre étude se limitant au cas de transmissions hertziennes, nous verrons que sous certaines conditions le canal de propagation est généralement modélisé par un filtre linéaire variant dans le temps.

Le but d'une telle modélisation est de caractériser et de définir différents paramètres représentatifs de l'influence de l'environnement sur le signal transmis. A partir de ces paramètres, il sera alors possible d'améliorer la conception et l'évaluation des systèmes de communications.

2.1.1 LA PROPAGATION EN ESPACE LIBRE

La propagation en espace libre joue un rôle fondamental car elle fournit un élément de référence pour tous les autres cas étudiés. On parle de propagation en espace libre quand il y a visibilité directe entre les antennes d'émission et de réception et qu'aucun obstacle ne se trouve sur le trajet des ondes.

2.1.2 LA PROPAGATION HORS ESPACE LIBRE

Dans le cas d'une liaison en espace libre, les ondes se propagent en visibilité directe dans le vide où seules existent les antennes d'émission et de réception. Mais en pratique, la

propagation n'a pas lieu en espace libre car de nombreux obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Cette dernière subit alors différents phénomènes de propagation. Il en résulte une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. C'est le phénomène de propagation par trajets multiples.

2.2 LES PHENOMENES DE BASE EN PROPAGATION

Lors de son cheminement vers l'antenne de réception, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la taille de ces obstacles par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, différents phénomènes sont observés.

Le phénomène de *diffraction* apparaît lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques présentant des dimensions faibles devant la longueur d'onde ou possédant des arêtes vives.

Le phénomène de *diffusion* est observé lorsque l'onde rencontre une multitude d'obstacles par unité de volume de dimension du même ordre de grandeur ou plus petite que la longueur d'onde.

L'onde incidente est alors diffractée par chacun de ces obstacles et l'onde résultante est la somme de toutes ces ondes. Les phénomènes de réflexion et réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'obstacle est parfaitement conducteur, toute l'énergie est réfléchi. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet selon le phénomène de réfraction.

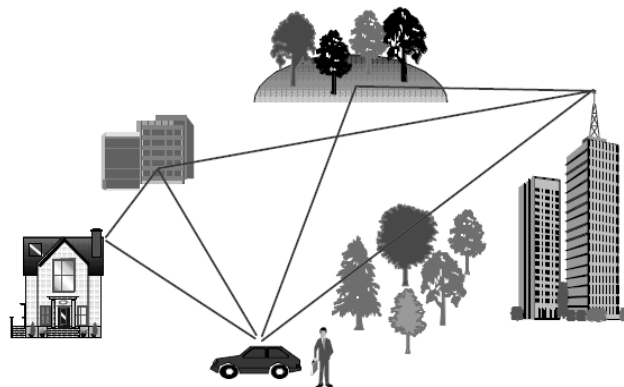


Figure 1.2 Exemple d'une transmission entre une base et un mobile embarqué

2.2.1 LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES

Les divers phénomènes évoqués précédemment sont à l'origine d'une combinaison d'un grand nombre de répliques de l'onde émise. Ces répliques, plus ou moins retardées selon les longueurs de trajets et plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et les phénomènes de base rencontrés, se combinent à la réception de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements.

Dans les communications mobiles à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments, la propagation par trajets multiples induit des distorsions importantes du signal reçu. Cependant, en l'absence de visibilité directe, la présence des trajets multiples permet de conserver un lien entre l'émission et la réception, évitant ainsi l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

2.2.2 LES PERTES MOYENNES HORS ESPACE LIBRE

Les pertes moyennes en espace libre représentent le rapport de puissance entre l'émission et la réception dans le cas idéal. Mais, en pratique, compte tenu des irrégularités du milieu de propagation (bâtiments, arbres, montagnes, véhicules, etc.), ce modèle idéal n'est plus exploitable. Il est donc nécessaire d'évaluer les pertes moyennes de puissance en tenant compte des caractéristiques de l'environnement de propagation, de la hauteur des antennes, ou encore des fréquences d'émission, etc.

2.3 MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION

Après avoir identifié les différents phénomènes physiques mis en jeu lors de la propagation des ondes, il convient de modéliser le canal de propagation en donnant une représentation mathématique conforme à la réalité.

2.3.1 MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION INVARIANT DANS LE TEMPS

Lorsque le canal de propagation est invariant dans le temps, il peut s'exprimer dans le domaine des retards τ par sa réponse impulsionnelle en bande de base $h(\tau)$ [7,8]

$$h(\tau) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \exp(i\theta_p) \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.1)$$

Cette réponse impulsionnelle, représentant ici un canal possédant P trajets d'amplitudes α_p et de phases θ_p , lie le signal reçu $r(t)$ au signal émis $s(t)$ par la relation suivante [7] :

$$\begin{aligned} r(t) &= (h * s)(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p (\exp(i\theta_p)) \delta(\tau - \tau_p) s(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \exp(i\theta_p) s(t - \tau_p) + n(t) \end{aligned} \quad (1.2)$$

où $n(t)$ représente le terme de bruit blanc additif gaussien.

Tout canal de propagation invariant dans le temps est aussi caractérisé dans le domaine fréquentiel par sa fonction de transfert exprimée par :

$$H(f) = TF[h(\tau)] \quad (1.3)$$

La transformée de Fourier du signal reçu $r(t)$ est alors donnée par la relation suivante :

$$R(f) = H(f) \cdot S(f) + TF[h(\tau)] \quad (1.4)$$

où $S(f)$ représente la transformée de Fourier du signal émis $s(t)$.

2.3.2 MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION VARIANT DANS LE TEMPS

Lorsque l'émetteur ou le récepteur est en mouvement, ou lorsque l'environnement de propagation évolue, le modèle de canal de propagation décrit auparavant n'est plus valable. En effet, les fonctions $h(\tau)$ et $H(f)$ sont modifiées au cours du temps et le canal de propagation est dit variant dans le temps.

Afin de prendre en compte les variations temporelles du canal, la réponse impulsionnelle $h(\tau)$ variant au cours du temps du canal de propagation est donc une fonction à deux dimensions $h(\tau, t)$ où τ correspond à l'axe des retards, tandis que t correspond à l'axe temporel.

En supposant que la position et le nombre de trajets ne varient pas au cours du temps, cette dernière s'exprime dans l'espace temps-retard sous la forme [7,8] :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p(t) e^{i\theta_p(t)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1.5)$$

D'après le théorème de la limite centrale, en supposant que les « micro-trajets » soient suffisamment nombreux, $\alpha_p(t)$ suit une loi de **Rayleigh** dont la densité de probabilité est définie par [7] :

$$p\alpha_p(\alpha_p) = \frac{2\alpha_p}{\sigma_{\alpha_p}^2} \exp\left(-\alpha_p^2 / \sigma_{\alpha_p}^2\right) \quad (1.6)$$

La phase $\theta_p(t)$ suit, quant à elle, une loi uniforme sur $[0, 2\pi]$.

Ce modèle de canal de Rayleigh à trajets multiples sous-entend qu'il n'existe pas de trajet dominant. Dans le cas contraire, $\alpha_p(t)$ suit une loi de **Rice** caractérisée, en particulier, par le rapport entre la puissance du trajet prédominant et la puissance moyenne totale sans la contribution du trajet prédominant.

Le modèle de Rayleigh permet, malgré sa simplicité, de tester efficacement la robustesse et les performances d'un système par la simulation. De plus, son utilisation étant largement répandue, les résultats obtenus seront appréciables qualitativement, car ils pourront être facilement comparés aux performances d'autres systèmes [7].

2.4 LES PARAMETRES DU CANAL DE PROPAGATION

Dans les étapes de conception d'une chaîne de communication, la connaissance du comportement du canal est essentielle pour assurer une qualité de transmission satisfaisante. Pour cela, il est important d'estimer différents paramètres représentatifs du comportement du canal en considérant les dispersions temporelles et fréquentielles dues aux trajets multiples et aux mouvements du récepteur ou de l'émetteur.

2.4.1 LES DISPERSIONS TEMPORELLES

La première caractéristique importante des canaux de propagation est *l'étalement des retards* noté τ_{\max} . Ce paramètre correspond à la durée écoulée entre l'arrivée, au niveau du récepteur, du premier et du dernier trajet issus d'une même impulsion à l'émission.

Le second paramètre, couramment utilisé, est *la dispersion des retards* σ_{τ} . Cette dispersion des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales. Pour quantifier cette dépendance entre les fréquences, *la bande de cohérence*, notée B_c , est définie.

La bande de cohérence exprime le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. En d'autres termes, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus sont considérés décorrélés.

Le lien entre la bande de cohérence et la dispersion des retards est évident puisqu'elles traduisent toutes les deux les conséquences d'un même phénomène. Cependant, il n'existe pas de relation mathématique exacte entre ces deux paramètres mis à part le fait qu'ils soient inversement proportionnels [8] :

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_{\tau}}$$

2.4.2 LES DISPERSIONS FREQUENTIELLES

Les dispersions fréquentielles, liées aux mouvements du récepteur ou de l'émetteur, permettent de caractériser l'évolution temporelle du canal. Ces mouvements provoquent un décalage du spectre des signaux émis, nommé décalage Doppler. Ces décalages Doppler, notés f_d , sont d'autant plus importants que les vitesses de déplacement des mobiles sont élevées. Ainsi, un signal sinusoïdal émis à la fréquence f_c sera reçu à la fréquence $f_c + f_d$ telle que [8] :

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos(\alpha_d) \quad (1.7)$$

où c, v et α_d sont respectivement la célérité de la lumière, la vitesse du mobile et l'angle d'arrivée entre l'onde incidente et le vecteur vitesse du mobile.

Suivant les valeurs de $\alpha_d \in [0, 2\pi]$, la bande des fréquences reçues, encore appelée étalement Doppler ou bande Doppler, sera égale à :

$$B_d = 2f_{d \max} \text{ avec } f_{d \max} = \frac{vf_c}{c} \quad (1.8)$$

De la même manière que la bande de cohérence est le paramètre dual de la dispersion des retards, le temps de cohérence, noté t_c , est le dual de l'étalement *Doppler*. Ce temps, représentant l'écart temporel au-delà duquel l'état du canal est décorrélié par rapport à son état initial.

2.4.3 LA NOTION DE SELECTIVITE

La notion de sélectivité du canal est définie à partir du rapport entre la bande occupée par le signal et la bande de cohérence, et du rapport entre la durée d'un symbole et le temps de cohérence. Quatre cas de figures peuvent avoir lieu [8] :

- $B \ll B_c$: Si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, les fréquences du spectre du signal subissent la même atténuation ou amplification. Lors d'évanouissements, toute la bande du signal est alors fortement atténuée, ce qui conduit à une diminution du rapport signal à bruit. Dans ce cas, les évanouissements fréquentiels sont dits "*évanouissements plats*" et le canal est alors *non-sélectif* en fréquence.
- $B > B_c$: Si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, les évanouissements fréquentiels n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal. L'étalement des retards étant supérieur à la durée d'un symbole, il se produit alors des interférences entre symboles. Le canal de propagation est alors *sélectif en fréquence*.
- $B > B_d$: Lorsque l'étalement Doppler est inférieur à la bande occupée par le signal, le canal de propagation est dit à "*évanouissements lents*". La réponse impulsionnelle reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Le canal est alors *non-sélectif en temps*.
- $B \ll B_d$: Par opposition au cas précédent, si la bande fréquentielle du signal est inférieure à l'étalement Doppler du canal, le canal de propagation est dit à "*évanouissements rapides*".

Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors *sélectif en temps*.

3. LIMITATIONS DE LA TRANSMISSION

3.1 BRUIT DE FOND RADIO-ELECTRIQUE

La réception sur une antenne d'un signal radio-électrique, ou même sa simple observation (nécessairement aux bornes d'un élément résistif) ou conduction par un câble, se fera toujours en présence d'un bruit "thermique" additif, indépendant du signal, blanc (pour tout le domaine de fréquence exploré et jusqu'à plus de 1000 GHz...), avec une distribution des amplitudes à peu près Gaussienne.

Ce bruit radio-électrique d'origine thermique est dû à des fluctuations de courants créées par l'agitation thermique des charges élémentaires dans tout élément conducteur. Il impose ainsi une limite fondamentale à tout système d'émission/ réception radio-électrique et fixe également la limite ultime de résolution de tout système de mesure. On peut mentionner d'autres sources naturelles de bruit radio-électrique additives, mais elles ont une contribution négligeable ou du moins inférieure à celle du bruit thermique pour les fréquences considérées autour de quelques GHz et en environnement terrestre. Ces autres sources peuvent être propres aux équipements ou au contraire captées par l'antenne, d'origine naturelle terrestre (bruit thermique dû au rayonnement du sol, bruit atmosphérique dû aux orages et prédominant dans les basses fréquences...) ou extra-terrestre (bruit galactique, cosmologique, soleil, ...).

Bref, le modèle à bruit blanc additif Gaussien classiquement utilisé en communications se révèle une bonne approximation dans notre cas, du moins lorsqu'on ne considère que les sources naturelles de bruit, non liées à l'activité de l'homme. La densité spectrale de (dsp) mono-latérale de ce bruit est notée N_0 .

L'addition imposée de ce bruit gaussien au signal utile reçu entraînera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique, même si le contexte de la communication est par ailleurs idéal. Ces erreurs seront d'autant plus nombreuses que la puissance du bruit intégrée dans la bande du récepteur est non négligeable par rapport à la puissance du signal utile. La difficulté de la communication vis à vis du bruit additif est

généralement indiquée par le rapport (E_b / N_0) où la grandeur E_b désigne l'énergie moyenne par bit du signal utile, mesuré en entrée du récepteur.

3.2. INTERFERENCE PROPRE AU SYSTEME

Contrairement au bruit qui est le facteur limitatif intrinsèque à toute communication radio-électrique, le phénomène perturbateur d'interférence (généralisé par le système de communication) n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié au type d'accès multiple utilisé pour le partage des ressources entre les différents mobiles d'une même cellule, en relation avec les caractéristiques du canal de propagation.

Pour des canaux idéaux et un système d'accès multiple bien conçu, il ne doit pas y avoir (ou quasiment pas) d'interférence après le traitement de séparation de base en réception.

Par contre avec des canaux difficiles, l'interférence résiduelle en sortie du traitement de base peut dans certains cas rendre la communication indisponible, même à très fort (E_b / N_0) , du moins sans l'utilisation de dispositifs supplémentaires (diversité, égaliseurs, codage...). On distingue deux types d'interférence propre au système de communication numérique cellulaire, que nous préciserons davantage dans la suite:

- Interférence d'Accès Multiple (IAM): lorsqu'on s'intéresse au signal de communication d'un utilisateur particulier ("desired user"), l'IAM désigne l'interférence apportée par les autres signaux actifs (autres utilisateurs ou signaux de contrôle) de la cellule, ou encore par les signaux des autres cellules. Par construction, à part en situation de "handover", l'interférence inter-cellules doit être négligeable et nous ne la considérerons pas.
- Interférence Entre Symboles (IES): en dehors du bruit, c'est le premier perturbateur d'une communication numérique. Cette interférence n'est pas due à l'accès multiple, mais seulement au propre signal de l'utilisateur d'intérêt, lorsque le canal de propagation amène un étalement temporel non négligeable devant le temps symbole. On ne peut plus alors isoler complètement la contribution des différents symboles numériques émis, après traitement de base en réception. Comme nous le verrons, en dehors de cas particuliers, l'IES est très faible en CDMA.

3.3 INTERFERENCE EXTERNE AU SYSTEME (BROUILLEURS)

Il ne devrait pas y avoir de perturbateurs radio-électriques d'origine externe au système puisque ce dernier opère dans une bande de fréquence entièrement réservée et que les rayonnements parasites des dispositifs industriels sont réglementés par des normes de plus en plus sévères.

Nous ne prendrons pas en compte ce type d'interférence, conscients cependant que l'absence de brouilleurs est illusoire étant donné la multitude des lieux où va pouvoir opérer le terminal mobile et la pollution radio-électrique croissante.

Néanmoins, la plupart des brouilleurs parasites seront de type bande-étroite (harmoniques d'une machine électrique par exemple) et affecteront très peu un système CDMA basé sur l'étalement de spectre.

4. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les phénomènes de base en propagation. Nous avons vu que les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les atténuations et les évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Le modèle de canal que nous utiliserons dans ce mémoire est été décrit.

Nous avons ainsi défini la Notion de diversité et les paramètres du canal de propagation (dispersions temporelles et fréquentielles ainsi que la notion de sélectivité).

Chapitre II

Généralités sur les techniques de multiplexage et de détection

Résumé

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA, TDMA (Time et CDMA. Ensuite nous avons introduit le principe de l'acquisition initiale de la séquence PN. Finalement nous avons introduit le principe des détecteurs CFAR en présentant ces différentes structures

1. INTRODUCTION

Le canal radio est fondamentalement un moyen de diffusion. C'est pourquoi un signal transmis par un utilisateur peut potentiellement être reçu par tous les autres utilisateurs situés dans la zone couverte par l'émetteur. Bien que cette possibilité soit très intéressante pour certaines applications, comme la radiodiffusion ou la télédiffusion, elle requiert un contrôle des accès rigoureux en communications mobiles.

Alors la partie la plus critique d'un système de télécommunications se situe dans les derniers kilomètres à parcourir pour distribuer l'information à l'utilisateur terminal. Les futures générations des réseaux d'accès se doivent d'y apporter des solutions innovantes afin de répondre au besoin croissant d'échanges de données entre les utilisateurs. En effet, à la voix s'ajoutent aujourd'hui de nouveaux services multimédia tel que la vidéo haute définition, l'Internet haut débit ..., dont les transferts d'information doivent s'effectuer, dans la plupart des cas, de manière simultanée.

L'objectif des communications mobiles est de fournir des canaux de communications à la demande entre un terminal mobile et une station de base qui connecte l'utilisateur à l'infrastructure du réseau fixe. Les critères de conception de tels systèmes incluent la capacité, la complexité et la qualité de service. Tous ces critères sont influencés par la méthode utilisée pour fournir l'accès multiple. Quoi qu'il en soit, l'inverse est vrai : les méthodes d'accès doivent être choisies avec soin à la lumière de l'importance relative des critères de conception ainsi que des caractéristiques des systèmes.

On distingue plusieurs types de systèmes de communication multi-utilisateurs [8]. Un premier type est un système d'accès multiple avec lequel un grand nombre d'utilisateurs partagent un canal de communication commun pour transmettre l'information à un récepteur (figure.2.1).

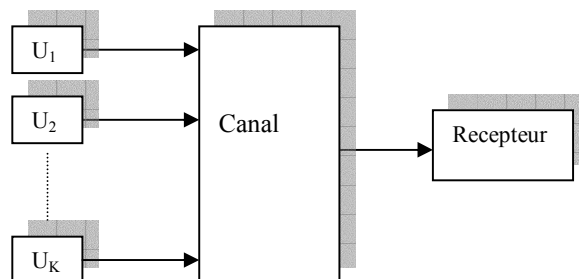


Figure 2.1 Communication Multi-Utilisateurs – Accès multiple

Le deuxième type de communication mobile est un réseau de diffusion (*braodcast*) dans lequel un émetteur simple envoie de l'information à plusieurs récepteurs (figure.2.2).

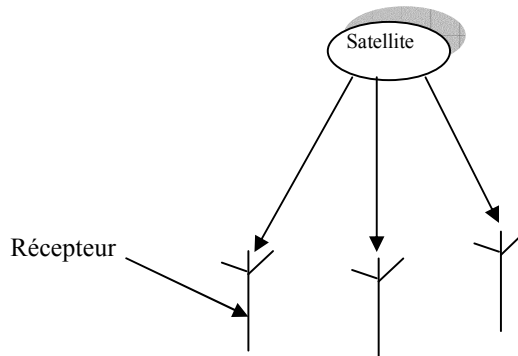


Figure 2.2 Communication Multi-Utilisateurs – Braodcast

Nous nous intéressons dans ce chapitre par les techniques d'accès multiple qui permettent à plusieurs liaisons élémentaires d'utiliser le même support de transmission.

2. LES TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLE:

Les systèmes d'accès multiple les plus intuitifs sont ceux qui permettent aux différents utilisateurs de transmettre :

- Sur des bandes de fréquence disjointes : Accès Multiple à Répartition en fréquences (AMRF) ou plus communément Frequency Division Multiple Access (FDMA).
- Pendant des laps de temps différents : Accès Multiple à Répartition en Temps (AMRT) ou plus communément Time Division Multiple Access (TDMA).
- Par l'utilisation des codes orthogonaux : Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC) ou plus communément Code Division Multiple Access (CDMA).

2.1. ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DANS LE TEMPS (TDMA)

Beaucoup de systèmes de communications numériques comme le "Global System for Mobiles communications" (GSM) européen, utilisent l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT). Cette technologie est aussi incluse dans le système de communication cellulaire japonais (*Japanese Personal Digital Cellular (JPDC)*) qui représente le second standard le plus utilisé.

Le TDMA utilise le fait que la fréquence d'envoi des bits d'information est plus faible que la capacité du réseau (figure.2.3). On peut donc profiter des « temps morts » pour transmettre une deuxième communication

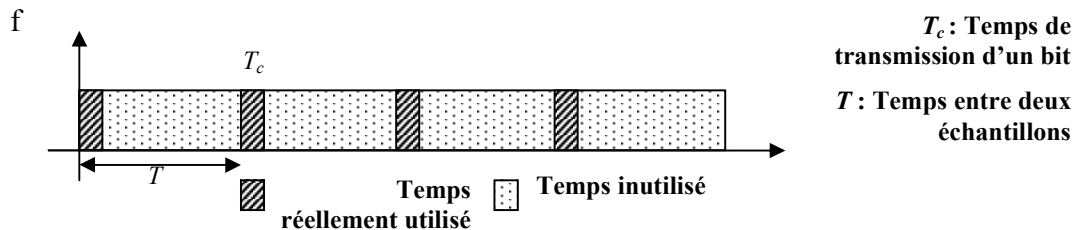


Figure 2.3 Non-optimisation des capacités des réseaux

Le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, comme l'illustre la figure.2.4.

La porteuse est émise sur des intervalles de temps, appelés time slots, de durée T_s , chacune de ces durées correspondant à un temps pendant lequel un utilisateur peut transmettre ses données.

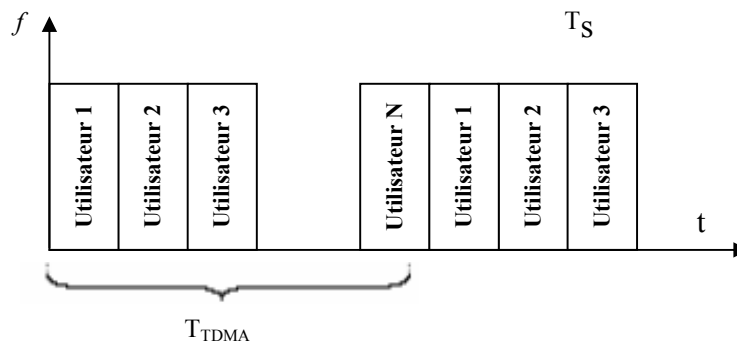


Figure 2.4 Schéma d'un multiplexage temporel (TDMA)

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

La porteuse du signal est divisée en plusieurs séquences appelées "burst", sachant qu'un burst est envoyé par un intervalle de temps. Il en résulte que les données émises peuvent être transmises à la même fréquence sans entraîner d'Interférences d'Accès Multiple (IAM)

L'allocation des intervalles de temps aux différents utilisateurs se fait de manière cyclique comme le montre la figure.2.5. Il est donc possible de caractériser un système TDMA par la durée d'un intervalle de temps T_S , la durée d'un cycle (T_{TDMA}) et le numéro de l'intervalle de temps associé à chaque utilisateur (N_T).

Le nombre d'intervalles de temps, la taille du cycle, et la largeur de bande employée dépendent de la technologie utilisée. Dans le cas de la norme GSM, par exemple, la durée élémentaire d'un intervalle de temps, sur une horloge de 13 MHz, vaut :

$$T_S \approx 0.5769ms \quad (2.1)$$

Sur une même porteuse, les time slots sont regroupés par paquets de 8, ce qui implique que la durée d'une trame TDMA est donnée par:

$$T_{TDMA} = 8 \times T_S \approx 4.6152ms \quad (2.2)$$

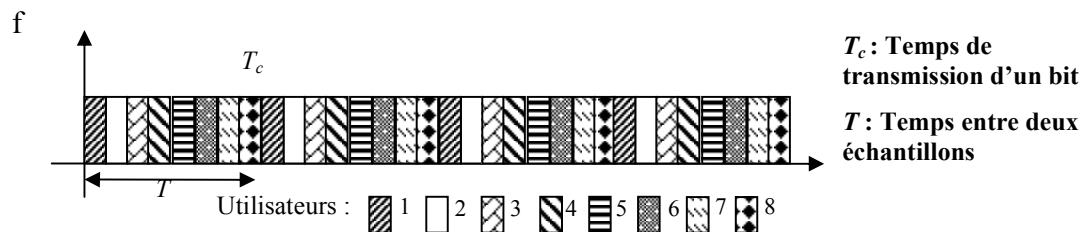


Figure 2.5 Multiplexage temporel pour un paquet de 8

2.2 ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE FREQUENCE (FDMA)

Le FDMA consiste à diviser la bande passante du canal en K (nombre d'utilisateurs) bandes de fréquences d'intersection nulle. Cette méthode est illustrée dans la figure.2.6. Il faut donc translater les différents utilisateurs sur ces bandes de fréquences.

Supposons que la bande de fréquence occupée par un utilisateur seul soit $[0, F]$. On peut pour simplifier considérer un signal du type $s_i = A_i \cos(2\pi f_i t)$, avec $f_i < F$. Si on le multiplie par $2 \cos(2\pi v_i t)$, on obtient alors un signal :

$$S_i = A_i \cos [2\pi (f_i + v_i) t] + A_i \cos [2\pi (f_i - v_i) t] \quad (2.3)$$

qui (en éliminant le deuxième terme par filtrage) est le signal S_i translaté sur la fréquence v_i . Donc, répétant cette opération pour chaque utilisateur i , avec la loi $v_i = i \cdot F$, on réalise le multiplexage désiré

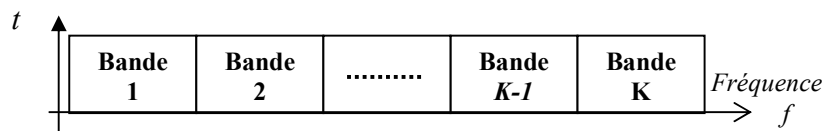


Figure 2.6 Schéma d'un en multiplexage fréquentiel FDMA

Pour les méthodes d'accès en FDMA ou en TDMA, on constate que le canal est décomposé en sous canaux indépendants, chaque sous canal étant alloué à un utilisateur. On se retrouve ainsi dans une approche de transmission assez classique où la difficulté principale consiste à allouer les ressources libres (sous bandes ou times slots) aux utilisateurs.

Lorsque l'on est confronté à un système de communication avec de nombreux utilisateurs ayant un trafic sporadique d'envoi de paquets de données, les mécanismes d'allocation de ressources doivent être dynamiques. De tels mécanismes vont être prochainement en œuvre dans l'évolution du GSM

2.3 ACCES MULTIPLE PAR REPARTITION DE CODES (CDMA)

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA, est une technique de multiplexage définie comme étalement de spectre. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires.

Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence et des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure

gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

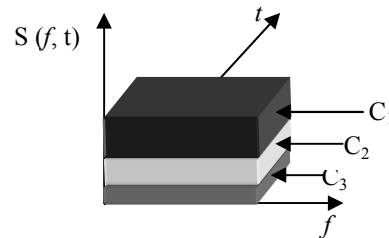


Figure 2.7 Le multiplexage par codes (CDMA)

Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquences et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance, que confère l'étalement de spectre, aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission.

3. L'ÉTALEMENT DE SPECTRE

Apparues dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée successivement par N. Wiener et C. E. Shannon, les techniques d'étalement de spectre étaient tout d'abord destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement tels que GPS et NAVSTAR, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards : IS-95, UMTS, IEEE 802.11,

Le principe de l'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité maximale C du canal perturbée par un bruit additif gaussien:

$$C = B \cdot \log \left(1 + \frac{P_S}{P_B} \right) \quad (2.4)$$

où : C : est la capacité maximale du canal en bit/s

B : la bande occupée par le signal émis en Hertz (Hz)

P_S : la puissance du signal émis en Watt (W) et P_B : la puissance du bruit en W

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information C donnée, il est possible d'utiliser soit une bande B étroite et un fort rapport P_S/P_B , soit une large bande B et un faible rapport P_S/P_B . L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal de bande largement supérieure à celle du signal utile [8].

Pour réaliser l'opération d'étalement de spectre, il existe deux principales techniques [7] :

- la séquence directe, appelée aussi codage direct est bien connue dans la littérature sous le sigle DS-SS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), est réalisée en utilisant un signal ou une séquence *pseudo-aléatoire*, dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. Cette technique, utilisée dans les systèmes combinant les modulations à porteuses multiples et l'étalement de spectre, sera plus amplement détaillée par la suite
- le saut de fréquence qui, comme son nom l'indique, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets *pseudo-aléatoires*. Elle est encore connue dans la littérature sous l'abréviation FH-SS pour *Frequency Hopping Spread Spectrum*.

3.1 PRINCIPE DE L'ETALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE

Parmi les différentes techniques d'étalement de spectre, nous nous intéressons dans ce mémoire à celle qui est la plus couramment utilisée, à savoir, l'étalement de spectre par séquence directe.

Elle consiste à additionner modulo-2 le message d'information numérique à un code pseudo-aléatoire, aussi appelé signature, dont le débit numérique est supérieur à celui du message. Ainsi, la largeur de bande occupée par le signal émis est beaucoup plus importante que celle occupée par le message à transmettre. En notant T_d la durée d'un symbole et T_c celle d'un chip du code d'étalement tel que $T_d = \alpha T_c$ ($\alpha \in N$), le signal émis a une largeur de bande $B = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B' = 1/T_d$.

Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain d'étalement G_e [8,40]:

$$G_e = B / B' = T_d / T_c \quad (2.5)$$

En réception, une opération de corrélation entre le signal reçu et une réplique synchrone du code d'étalement utilisé en émission, permet de restituer le message d'information (figure.2.8).

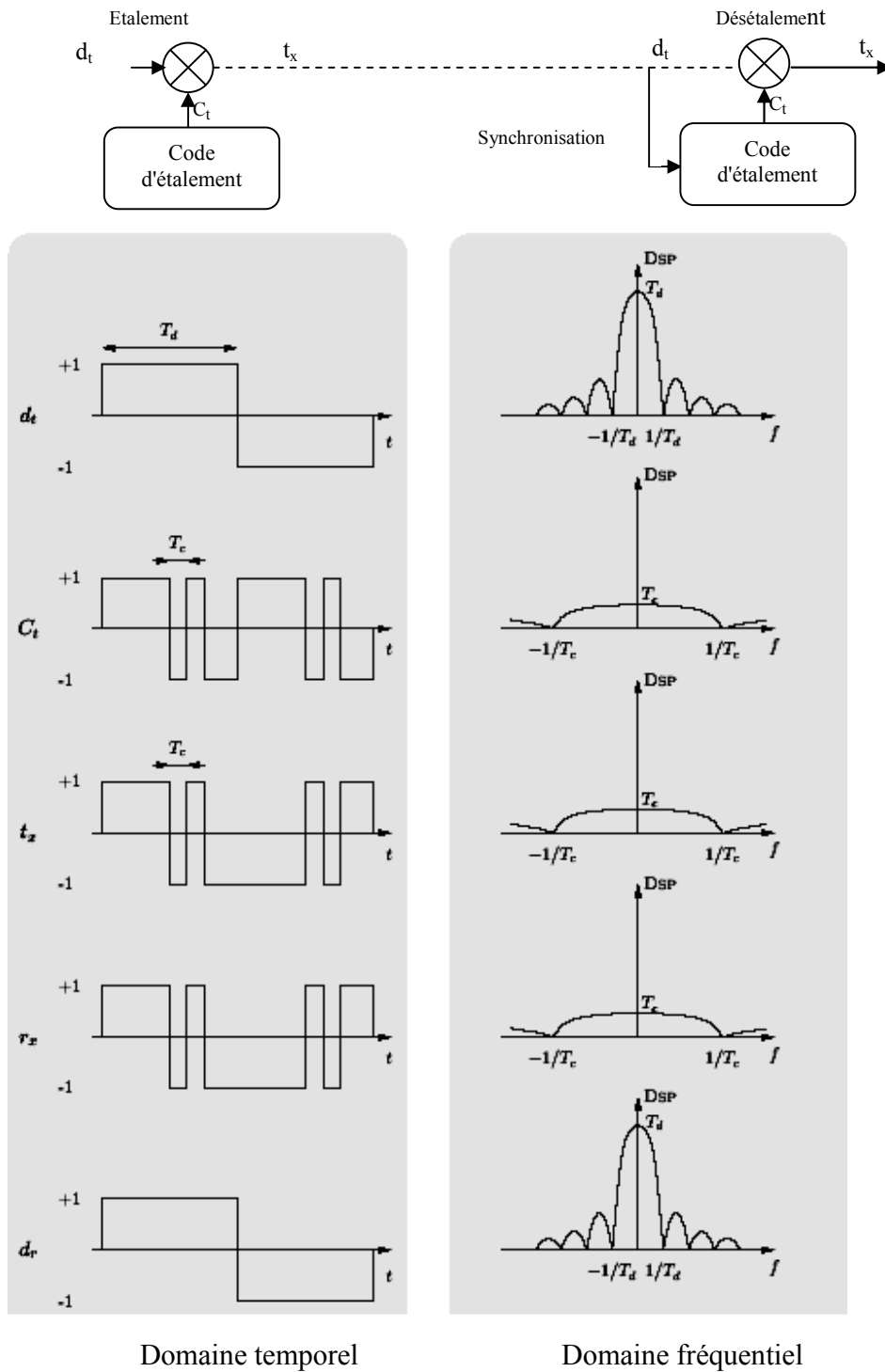


Figure 2.8 Principe de l'étalement de spectre par séquence directe

3.2 LES CODES D'ETALEMENT

Les performances (en détection et en synchronisation) d'un récepteur CDMA opérant simplement par corrélation avec le code désire sont conditionnées par les propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation des codes. Pour le choix d'un code ou d'un jeu de codes, la littérature s'intéresse généralement aux fonctions d'intercorrélation des codes [26,33].

Les familles de séquences de code $c(t)$ que nous parlons pour un système de communication doivent, avant tout, posséder les caractéristiques suivantes [26]:

- Une séquence doit être facilement distinguable d'une vision décalée d'elle-même, et cela pour toutes les séquences de la famille.
- Chaque séquence doit être facilement distinguable de toutes les autres séquences de la famille (décalée ou non).

Les séquences à longueur maximale, les codes de Gold ou encore les codes de *Walsh-Hadamard*, sont les différentes familles de codes couramment utilisées dans les systèmes de communications.

3.2.1 LES SEQUENCES A LONGUEUR MAXIMALE

Une séquence maximale est une séquence périodique pour laquelle la longueur L de la période est maximale pour le nombre n de bascules du registre à décalage et vaut $L = 2^n - 1$. La longueur L représente le nombre de chips dans une période. La génération de codes PN peut se faire grâce à des registres à décalage (*shift registers*) composés de bascules D. La figure 2.9 illustre un exemple de générateur *pseudo-aléatoire* formé de 4 bascules D et de 2 prises ou branchements (*taps*) sans compter la prise de rétroaction (position 0).

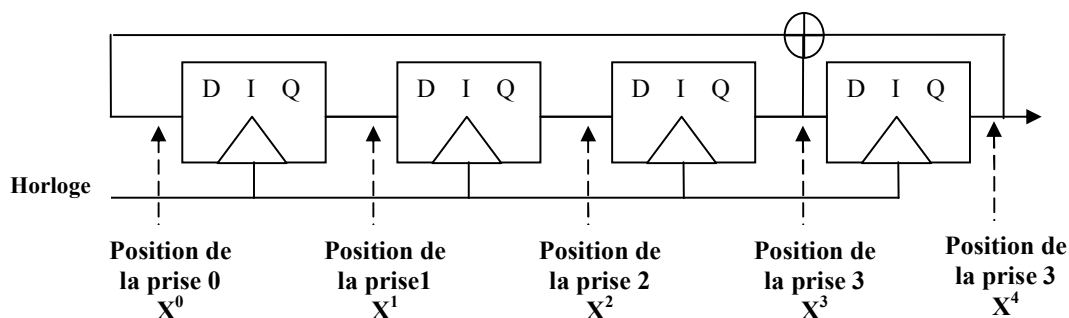


Figure.2.9 Exemple de registre à décalage composé de 4 bascules

Ces 2 prises sont combinées en un OU exclusif, symbolisé par le symbole \oplus ce qui permet de générer des séquences différentes des valeurs initiales placées dans les bascules.

Les séquences générées par un registre à décalage dépendent de la longueur, des prises de rétroaction et des valeurs initiales de ce registre. La séquence obtenue par la configuration de la figure 2.9 est périodique de période 15. Cette séquence périodique est *001101011110001*. Elle est illustrée à la figure 2.10 dans le cas antipodal. Tant que l'horloge fonctionne, on obtient cette séquence de façon cyclique à tous les 15 coups d'horloge.

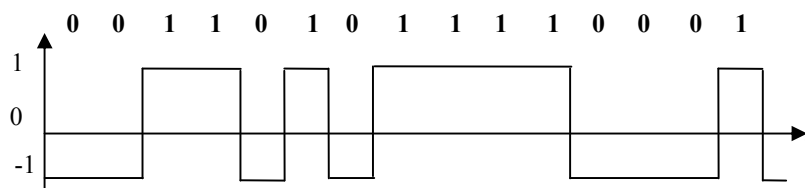


Figure 2.10 Forme d'onde de la séquence *001101011110001* générée par le registre à décalage de la figure 2.9

Les séquences maximales possèdent entre autres les propriétés suivantes [37] :

1. Elles sont équilibrées (*balanced*), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que de 0 dans une période complète de $2^n - 1$ éléments binaires. Dans l'exemple de la figure 2.10, la période compte 8 uns et 7 zéros. La probabilité que, à un coup d'horloge quelconque, la sortie du registre à décalage soit un 1 ou un 0 s'approche de 0,5 plus la période L de la séquence est longue:

$$P(0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{L} \right), P(1) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{L} \right) \quad (2.6)$$

2. La somme modulo-2 d'une séquence maximale $\{c_n\}$ en binaire simple terme à terme avec cette même séquence décalée dans le temps par moins de L cycles d'horloge donne la séquence maximale $\{c_n\}$ décalée dans le temps par rapport aux deux séquences de départ.
3. La distribution statistique des 1 et des 0 dans une période d'une séquence maximale est bien définie et toujours la même. Nous utiliserons ici le mot *plage* pour représenter le mot anglais *run* qui désigne une série de chips identiques d'une certaine longueur. Par exemple, *000* est une plage de 0 de longueur 3. Ainsi, il a été montré qu'il existe

exactement $2^{[n-(p+2)]}$ plages de longueur p , $p \leq n$, de 0 et de 1 pour chaque période d'une séquence maximale, sauf qu'il n'y a qu'une plage de 1 de longueur n et qu'une plage de 0 de longueur $n-1$. Également, il n'y a pas de plage de 0 de longueur n ou de plage de 1 de longueur $n-1$. Par exemple, pour la séquence de l'exemple de la figure 2.10, il y a bel et bien une seule plage de 0 de longueur $p = 2$ ($2^{[4-(2+2)]} = 1$) et une seule plage de 1 de longueur 2. La position de ces différentes plages varie d'une séquence maximale à l'autre, mais le nombre de chacune de ces plages d'une longueur particulière est toujours le même pour toutes les séquences de même période L .

Afin que le récepteur soit capable de se synchroniser sur le code PN approprié à la bonne phase pour récupérer l'information, la valeur de l'autocorrélation de ce code non décalé ($\tau = 0$) doit être de beaucoup supérieure à sa valeur d'autocorrélation pour tous les décalages de phase ainsi qu'aux valeurs de corrélation croisée de ce code avec tous les déphasages des codes des autres usagers du système.

La fonction l'autocorrélation pour une période complète d'une séquence maximale a toujours l'allure de la courbe présentée à la figure 2.11. Cette fonction atteint

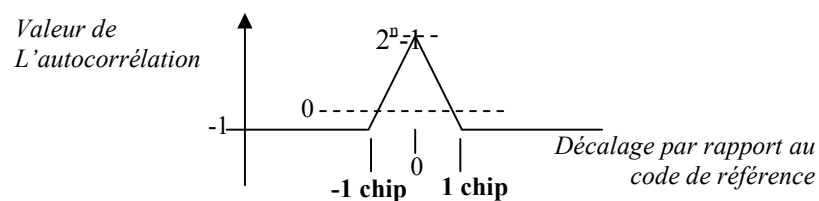


Figure 2.11 Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale

Cette fonction atteint un maximum égal à $2^n - 1$, avec n égal au nombre de bascules du registre à décalage, lorsque les deux versions de la séquence maximale sont en phase.

3.2.2 CODES GOLD ET CODES KASAMI

Les séquences maximales n'ont pas de faibles corrélations croisées et il n'existe pas de formule générale pour déterminer l'intercorrélation de deux de ces séquences. Le rapport du pic de corrélation croisée d'une séquence maximale avec une autre séquence maximale sur le pic d'autocorrélation de la première séquence peut facilement atteindre 0,6, ce qui est inacceptable dans un système de communication à plusieurs usagers. Il est possible de trouver

des séquences maximales qui ont de faibles intercorrélations, mais il y en aura peu. Le système ne pourra donc pas recevoir un grand nombre d'utilisateurs.

Gold (1967) et Kasami (1968) ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement *codes Gold* et *codes Kasami*, qui ne sont pas maximaux et qui possèdent de plus faibles corrélations croisées que les séquences maximales. Les propriétés de corrélation de ces deux codes sont semblables. La plus grande différence entre ces deux familles de codes réside dans le nombre de codes pouvant être générés [40].

- **codes Gold**

Les codes Gold sont générés à partir de deux séquences maximales obtenues à partir de n bascules, tel que montré à la *figure 2.13*. Quoique ces codes soient dérivés de séquences maximales, ils ont des corrélations croisées bornées contrairement à ces séquences et ces intercorrélations sont connues et uniformes. Elles ne peuvent prendre que 3 valeurs : -1 , $-t(n)$ et $t(n)-2$, où :

$$t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1, & n \text{ impair} \\ 2^{(n+1)/2} - 1, & n \text{ pair} \end{cases} \quad (2.7)$$

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

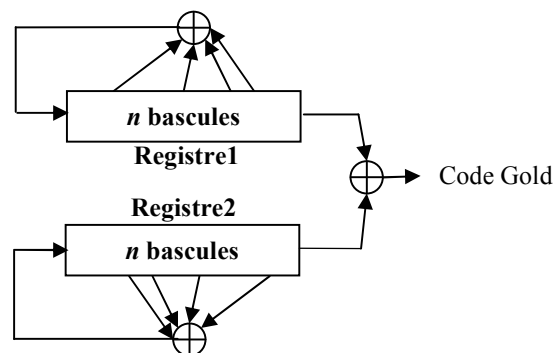


Figure 2.12 Configuration d'un générateur de codes Gold

Contrairement aux séquences maximales, la fonction d'autocorrélation des codes Gold peut prendre plus que deux valeurs et présente donc des pics secondaires en plus du pic principal (sans déphasage).

Toutefois, on peut affirmer que les pics secondaires de l'autocorrélation de ces codes sont bornés supérieurement par $t(n)$. Plus les codes utilisés sont longs, plus le rapport de $t(n)$ sur le pic d'autocorrélation principal est faible, donc plus les propriétés des codes Gold sont intéressantes. Ces rapports sont beaucoup plus faibles que leur équivalent pour des séquences maximales ayant la même longueur L de période.

De plus, ces codes, qui présentent de très bonnes propriétés de corrélation, sont nombreux, ce qui permet de concevoir des systèmes comportant beaucoup d'utilisateurs.

Les codes Gold sont aussi particulièrement efficaces pour l'acquisition dans le processus de synchronisation.

- **Codes de Kasami**

Les séquences de *Kasami* qui nous intéressent sont ceux du grand ensemble ("large set") car cet ensemble contient $2^{n/2}(2^n + 1) - 1$.

Par exemple, si nous désirons des séquences de période $N = 2^m - 1 = 255$, ce qui nécessite $n = 8$.

Le grand ensemble de *Kasami* possède $2^{8/2}(2^8 + 1) - 1 = 4111$ séquences, ce qui est beaucoup plus que nous avons besoin, mais on peut en choisir 255 parmi ces 4111.

Les séquences du grand ensemble de *Kasami* sont construites comme suit [20]: Supposons $h(x)$ un polynôme binaire primitif de degré n qui génère la m -séquence u ; w , la m -séquence de période $N = 2^{N/2} - 1$ générée par le polynôme binaire primitif $h'(x)$ et $h_2(x)$, un autre polynôme binaire primitif de degré n qui génère la m -séquence v de période $N = 2^n - 1$. Alors, l'ensemble des séquences de période N générée par $h_1(x)h'(x)h_2(x)$ est appelé "le grand ensemble de Kasami".

Cet ensemble de séquences est construit à base d'un registre à décalages binaires correspondant au polynôme binaire $h_1(x)h'(x)h_2(x)$.

Enfin, il est clair que, pour permettre une bonne réception des signaux à étalement du spectre en séquence directe, les codes doivent présenter un grand pic d'autocorrélation principal par rapport aux pics secondaires d'autocorrélation et par rapport aux valeurs d'intercorrélation avec les autres codes du système sur une période complète des séquences.

Par contre, lorsque la période L des codes est très longue, les récepteurs peuvent vérifier une partie plus petite des codes que leur période complète afin d'accélérer le processus de synchronisation.

3.3 AVANTAGES DU SYSTEME DS-CDMA

L'étalement de spectre est une technique possédant de nombreux avantages. Parmi ceux-ci, on peut notamment citer [7,25] :

- Une faible DSP du signal émis vis-à-vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communications d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Par ailleurs, le spectre du signal étalé se confond avec le spectre d'un bruit. Ce " bruit " est d'autant plus blanc que la séquence *pseudo-aléatoire* a un débit élevé. C'est pour cette raison que l'on parle de code d'étalement *Pseudo-Noise* (PN).
- Une faible probabilité d'interception. Parce qu'il est noyé dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent intercepter la communication. En effet, la corrélation entre le signal émis et un code différent ne permet pas de ramener la puissance du message d'information dans la bande d'origine B' . Par conséquent, le signal étalé présente un certain degré de protection sécurisant la communication. C'est cette propriété qui a conduit les militaires à utiliser des systèmes de communications à étalement de spectre durant la fin de la seconde guerre mondiale
- une robustesse vis-à-vis de brouilleurs à bande étroite. L'opération de désétalement étant identique à celle de l'étalement, tout signal interférant à faible bande est étalé au niveau du récepteur comme le montre la figure 2.13
- la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences

En plus des avantages énumérés précédemment la DS-CDMA présente d'autres avantages sont:

- ☞ La génération du code est simple et une seule multiplication est nécessaire pour générer le signal DS-SS (*Direct Sequence Spread Sequence*).

- ☞ L'utilisation d'une seule porteuse offrant un générateur de fréquence simple.
- ☞ Aucune synchronisation n'est nécessaire entre les utilisateurs.

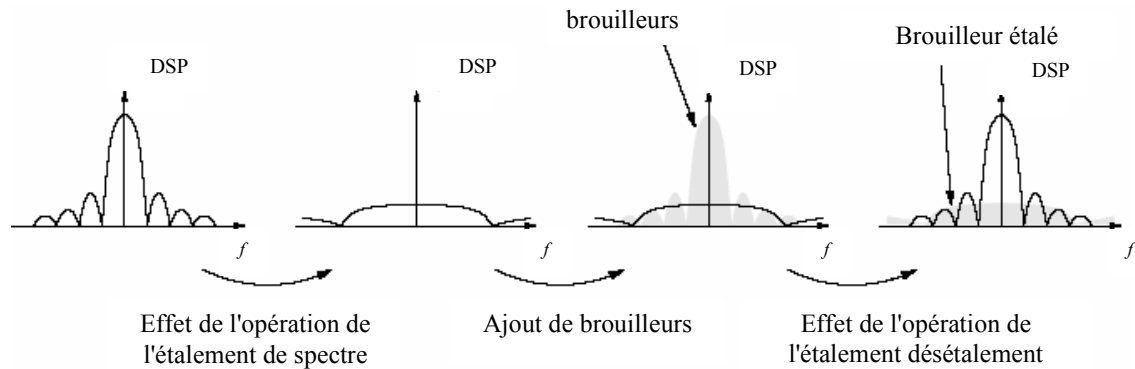


Figure 2.13 Effet de l'opération de l'étalement sur les brouilleurs

3.4 INCONVENIENTS DU SYSTEME DS-CDMA

Malgré ces nombreux avantages, l'étalement de spectre présente aussi deux inconvénients majeurs. Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.

De plus, pour effectuer les opérations d'étalement et de désétalement, un accroissement de la complexité de l'émetteur et du récepteur, dû entre autres à l'ajout de générateurs de séquences *pseudo-aléatoires* et à la mise en œuvre de techniques spécifiques de synchronisation, est inévitable.

3.5 RECEPTION DES SIGNAUX A ETALEMENT DU SPECTRE EN SEQUENCE DIRECTE

Les récepteurs de signaux à étalement du spectre en séquence directe comportent trois modules qui effectuent chacun une tâche particulière : la démodulation, l'acquisition et la poursuite (*tracking*) [8].

Dans cette sous-section, nous décrivons brièvement ces trois fonctions du récepteur ainsi que la façon dont elles peuvent être implantées dans un système à spectre étalé.

- **LA DÉMODULATION**

La démodulation permet de récupérer l'information envoyée par l'émetteur, c'est-à-dire de « désétaler » le signal reçu. C'est la fonction de base du récepteur. Son implantation dépend évidemment de la modulation utilisée.

Comme il a été déjà vu à la sous-section 2.1.2, la démodulation de l'information est obtenue par la multiplication du signal reçu $r(t)$ dans le cas antipodal par une copie $c(t)$ du code PN de l'utilisateur correspondant générée localement au récepteur, qu'on appellera à partir de maintenant *code PN local*.

Par cette multiplication, le code PN est retiré du signal à démoduler. On retrouve donc, en théorie, le signal bande de base $d(t)$ tel que montré dans la partie supérieure de la figure 2.8. Comme ce signal est également additionné de bruit $n(t)$, le récepteur doit décider, à tous les T_d , durée d'un bit d'information, si c'est un 1 ou un 0 qui a été transmis.

Dans les systèmes à spectre étalé conventionnels pour lesquels il y a utilisation d'une porteuse, la multiplication par le code PN local est suivie d'une récupération des données à partir de la porteuse et souvent d'un décodeur. La récupération de l'information grâce au système de démodulation qui vient d'être décrit ne peut fonctionner que si le code PN local est synchronisé avec le signal reçu. Cette fonction est assurée par la partie *synchronisation* du récepteur qui est formée des modules *Acquisition et Poursuite*.

- **L'ACQUISITION**

L'acquisition est le processus par lequel le signal reçu est aligné grossièrement avec le code PN local habituellement à plus ou moins une fraction de chip près. Une séquence connue est habituellement envoyée par l'émetteur afin de permettre au récepteur d'acquérir le signal avant le début de la démodulation.

- **LA POURSUITE**

Une fois l'acquisition terminée, le signal se trouve aligné à une fraction de chip près avec le code PN local. Le module **poursuite** prend ensuite le relais afin d'aligner ces deux signaux plus précisément et afin de compenser la dérive des horloges s'il y a lieu. La poursuite est effectuée de façon continue grâce à une boucle de rétroaction et permet ainsi de maintenir

une synchronisation fine entre les signaux. Si la synchronisation est perdue, le récepteur peut retourner à la phase acquisition pour revenir ensuite à la poursuite.

Dans ce mémoire nous nous intéressons de la phase d'acquisition où les chercheurs ont traité plusieurs techniques qui peuvent permettre l'acquisition.

4. STRATEGIES D'ACQUISITION

4.1 RECHERCHE SERIE

La première stratégie d'acquisition que nous considérons est *la recherche série*. Dans cette méthode, le circuit d'acquisition cherche la phase correcte parmi toutes les phases possibles l'une après l'autre (en série) comme représenté sur la figure.2.14.

Dans ce cas La complexité de circuit est basse. Cependant, le temps de pénalité lié à un échec (*miss*) est large [7].

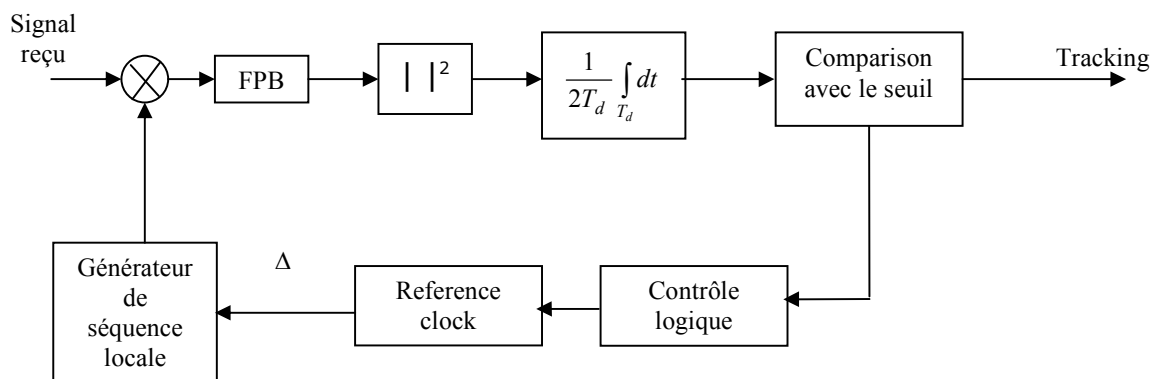


Figure 2.14 *Le circuit de la recherche série*

Par conséquent nous devons choisir un plus grand temps d'intégration pour Réduire la probabilité d'échec. Ceci, ainsi que la nature de la recherche série, donne un grand temps total d'acquisition (c.-à-d., acquisition lente).

4.2 RECHERCHE PARALLELE

Au contraire de la méthode de la recherche série, dans la stratégie de la recherche parallèle nous examinons toutes les phases possibles simultanément comme représenté sur la figure.2.15.

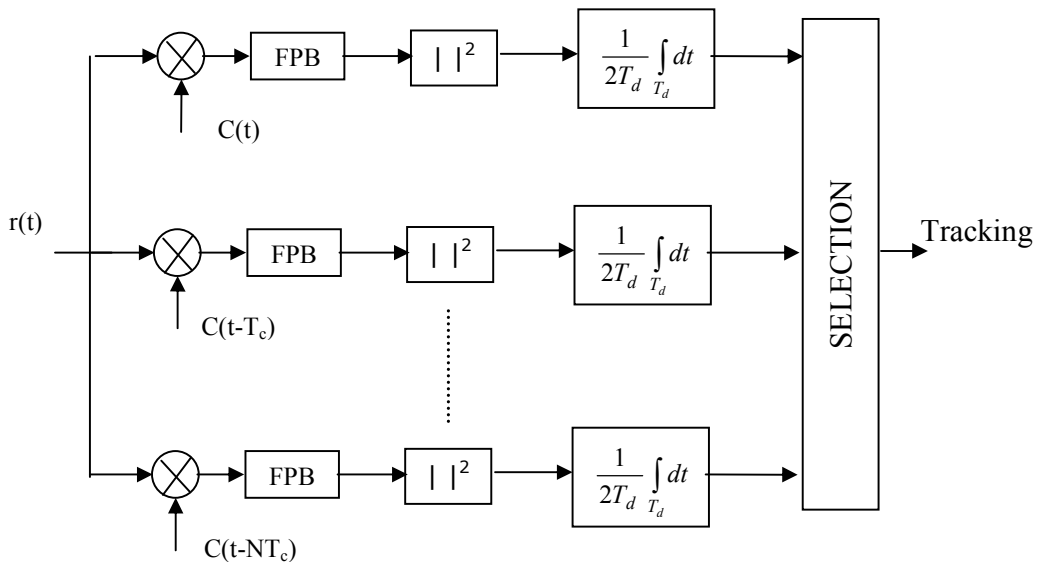


Figure 2.15 Circuit de la recherche parallèle

Évidemment, la complexité de circuit de la recherche parallèle est importante et le temps total d'acquisition est beaucoup plus petit que celui de la recherche série [7].

4.3 DETECTION MULTIDWELL (A DEUX ETAGES)

Puisque le temps de pénalité lié à une fausse alarme est élevé, nous mettons habituellement le seuil de décision dans les circuits de la recherche séries à une valeur élevée pour rendre la probabilité de fausse alarme petite. Cependant, ceci nous oblige d'augmenter le temps d'intégration T_d pour réduire la probabilité d'échec (miss), donc le temps de pénalité lié à un échec est également élevé. En conséquence, le temps total d'acquisition nécessaire pour la recherche série est devient élevé. C'est la limitation d'employer une étape simple de détection. Une approche commune pour réduire le temps total d'acquisition est d'utiliser un arrangement à deux étapes de détection comme représenté sur la figure.2.16.

Chaque étage de détection sur la figure.2.16 représente un radiomètre possède un temps d'intégration et un seuil de décision déterminé. La première étape de détection est conçue pour avoir un seuil bas et un temps d'intégration petit tels que la probabilité d'échec est petite mais la probabilité de fausses alarmes reste élevée. La deuxième étape est désignée d'une façon à avoir une probabilité de fausses alarmes et d'échec petites. Avec cette configuration, la

première étape peut rejeter des phases incorrectes rapidement et la deuxième étape vérifie les décisions prises par la première étape pour réduire la probabilité de fausses alarmes.

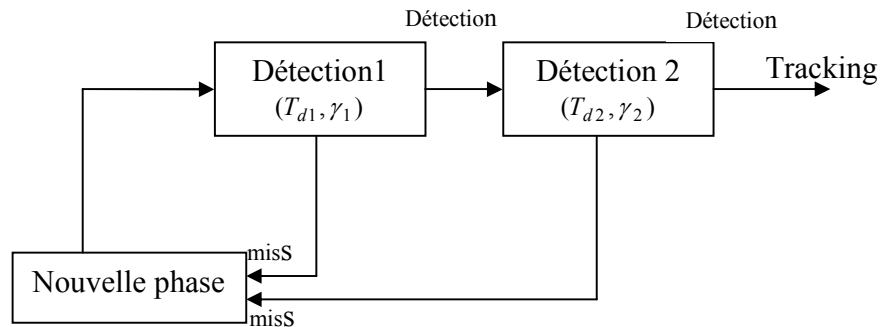


Figure.2.16 Le diagramme multidwell

Alors en choisissant correctement les temps d'intégration et les seuils de décision le temps global d'acquisition peut être sensiblement réduit. Ce type de stratégie d'acquisition s'appelle la *détection multidwell* [7].

4.4 FILTRE MOYENNEUR (MATCHED FILTER)

Dans cette stratégie, on observe la sortie du filtre et on la compare à un seuil, puis on évalue les différentes phases en utilisant le détecteur d'énergie du filtre moyenneur. La performance de cette technique est limitée en présence d'une incertitude en fréquence, donc elle est utilisée uniquement dans le cas où les incertitudes en fréquences sont absentes [7,32].

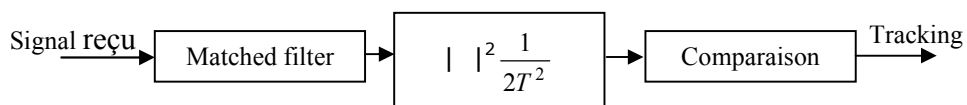


Figure.2.17 Acquisition par filtre moyenneur

5. THEORIES DE LA DETECTION

Dans les systèmes de communication, le problème de la détection revient à observer le signal reçu et à prendre une décision concernant la présence ou l'absence du signal désiré. Cette situation peut être décrite en terme de teste d'hypothèses statistiques [3,11].

En détection pour le système CDMA, à une phase donnée $\hat{\tau}$, la sortie du détecteur Y est comparée à un *seuil fixe* γ pour prendre une décision au sujet de cette phase. Quand les codes (local et reçue) sont bien ajustés, la position synchrone sera bien détectée. On le précise que si le décalage du code local est moins petit que la durée d'un chip, aussi bien que dans des cas de l'ajout du bruit thermique, trajet multiple, interférence multi-accès et l'évanouissement du signal, on peut tomber dans des situations où plus d'une position synchrone peut être trouvée dans la région d'incertitude. Ainsi, à la position synchrone (phase correcte), le détecteur déclarera que les codes sont alignés chaque fois que la sortie du détecteur dépasse la valeur du seuil. Toutefois il existe des cas où la phase synchrone pourrait être incorrectement déclarée, c'est le cas d'une fausse alarme [32].

Nous avons donc un problème de décision binaire où .Les deux hypothèses possibles sont :

- ☞ H_0 correspond au cas où la phase présumée $\hat{\tau}$ ne s'accroche pas avec la phase du code PN reçue (*non synchronisation*),
- ☞ H_1 signifie que La phase présumée $\hat{\tau}$ s'accroche avec la phase du code PN reçue (*synchronisation*).

Sur la base de son observation du signal reçu, l'observateur doit faire le choix de l'hypothèse la plus vraisemblance. Pour ce faire, il doit appliquer *un critère de décision*

Notons par D_i Les différentes décisions, alors le choix entre ces deux hypothèses peut conduire aux quatre situations suivantes:

- Décider H_0 alors que H_0 vraie ($H_0=1, D_0=1$).
- Décider H_0 alors que H_1 vraie ($H_1=1, D_0=1$).
- Décider H_1 alors que H_0 vraie ($H_0=1, D_1=1$).
- Décider H_1 alors que H_1 vraie ($H_1=1, D_1=1$).

Les deux premiers cas correspondent à une prise de décision correcte; les deux cas suivants correspondent à des décisions erronées.

Le critère de décision établit une stratégie destinée à réduire au minimum le risque d'une décision incorrecte. Il peut être interprété comme une règle permettant de diviser l'espace d'observation Z_e en deux régions mutuellement exclusives Z_{e1} et Z_{e2} (figure.2.18).

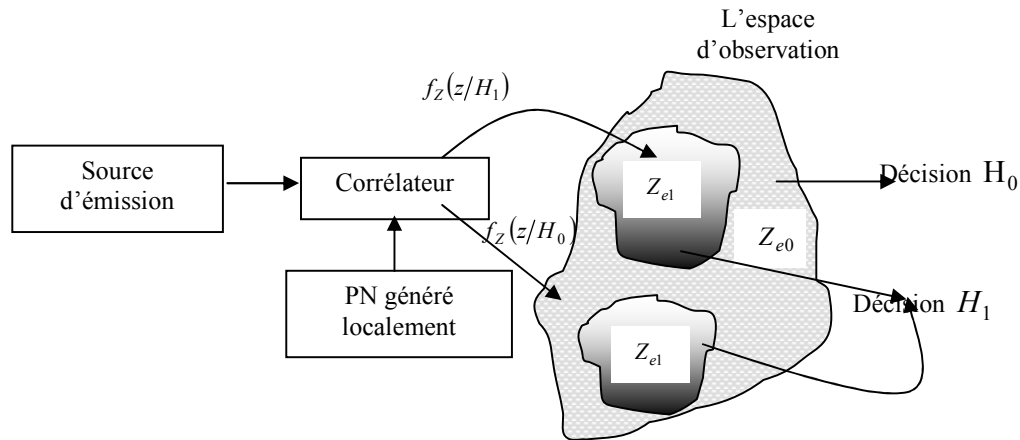


Figure.2.18 l'espace d'observation pour le CDMA

Les trois principaux critères usuels sont le critère de bayes, le test minimax et le critère de Neyman-Pearson [3,11].

5.1 STRATEGIE BAYESIENNE- NOTIONS DE COUT

On définit un « coût » $C_{ij}(r, D)$, $i = 0, 1$ et $j = 0, 1$, qui représente la pénalité ou la perte associée à l'événement conjoint (r émis, Décision D prise). Le coût attaché à l'événement conjoint représente donc en quelque sorte le prix à payer pour chacune des décisions. Afin de privilégier les bonnes décisions, on attachera alors un coût important aux mauvaises décisions et un coût nul, ou négatif, aux bonnes décisions. Notons que certaines mauvaises décisions peuvent être « plus graves » que d'autres. On pourra ordonner ces décisions en jouant sur les coûts associés. Lorsque les coûts sont fixés, on pourra chercher à minimiser le coût moyen d'une décision, c'est-à-dire la moyenne des coûts pondérée par les probabilités de chacun des événements conjoints : c'est la stratégie bayésienne.

Ce critère de bayes est applicable lorsque l'on a une connaissance a priori des probabilités $P(H_0)$ et $P(H_1)$. Ce critère consiste à déterminer les régions Z_{e1} et Z_{e2} de l'espace de décision de manière à rendre minimum la probabilité d'erreur totale [3].

Cette probabilité, dénotée P_e , est égale à la somme de la probabilité conjointe de dire que la phase présumée $\hat{\tau}$ ne s'accroche pas avec la phase du code PN reçue tandis que l'hypothèse H_1 est vraie et de la probabilité conjointe de dire qu'il y a une synchronisation tandis que l'hypothèse H_0 est vraie [3]:

$$P_e = \text{Prob}(D_0, H_1) + \text{Prob}(D_1, H_0)$$

$$= P(H_0) \cdot \text{Prob}(D_1/H_0) + P(H_1) \cdot \text{Prob}(D_0/H_1) \quad (2.8)$$

$$\text{où } \text{Prob}(D_i, H_i) = P(H_i) \cdot \text{Prob}(D_i/H_i) \quad (2.9)$$

$$\text{et } \text{Prob}(D_i/H_j) = \int_{Z_i} f_{Y/H_j}(y/H_j) dy \quad (2.10)$$

$f_{Y/H_i}(y/H_i)$ est la densité de probabilité conditionnelle du signal reçu $r(t)$ après le corrélateur sous l'hypothèse H_i où :

- ☞ $f_Y(y/H_1)$ la densité de probabilité du signal reçu dans le cas où il y a une synchronisation (hypothèse H_1);
- ☞ $f_Y(y/H_0)$ la densité de probabilité du signal reçu dans le cas où il n'y a pas une synchronisation (hypothèse H_0).

Dans le cas de **tests binaires**, les deux régions de décision sont complémentaires et on peut donc écrire :

$$\int_{Z_1} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy = 1 - \int_{Z_0} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (2.11)$$

Les probabilités conditionnelles apparaissant dans la relation (2.8) sont souvent appelées, dans la littérature spécialisée, de la manière suivante [31]:

- *probabilité de fausse alarme*

$$p_{fa} = \text{Prob}(D_1/H_0) = \int_{Z_1} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (2.12)$$

- *probabilité de détection*

$$p_d = \text{Prob}(D_1/H_1) = \int_{Z_1} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (2.13)$$

- *probabilité de d'échec (miss)*

$$p_m = \text{Prob}(D_0/H_1) = 1 - P_d \int_{Z_0} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (2.14)$$

• probabilité d'erreur

$$P_e = P(H_0) \cdot p_{fa} + P(H_1) \cdot p_m \quad (2.15)$$

Le coût moyen ou risque \mathfrak{R} est donné par [3]:

$$E[C] = \mathfrak{R} = C_{00}P(D_0, H_0) + C_{01}P(D_0, H_1) + C_{10}P(D_1, H_0) + C_{11}P(D_1, H_1) \quad (2.16)$$

On suppose que le coût d'une décision correcte est plus petit que le coût d'une décision fautive, c'est-à-dire, $C_{01} > C_{11}$ et $C_{10} > C_{00}$ avec C_{00}, C_{11} les coûts d'une décision correcte et C_{01}, C_{10} les coûts d'une décision fautive.

De (2.8), (2.9), et (2.11) L'équation (2.16)..... devient

$$\mathfrak{R} = C_{10}P_0 + C_{11}P_1 + \int_{z_0} ((P_1(C_{01} - C_{11})f_{Y/H_1}(y/H_1)) - (P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0))) \cdot dy \quad (2.17)$$

Pour minimiser le risque il faut que les points du second terme inclus dans Z_0 soit supérieur a ceux du premier. Donc:

$$P_1(C_{01} - C_{11})f_{Y/H_1}(y/H_1) < P_0(C_{10} - C_{00})f_{Y/H_0}(y/H_0) \quad (2.18)$$

donc la règle de décision selon le critère de Bayes est :

$$\frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)} >^{H_1} \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} <^{H_0} \quad (2.20)$$

où $\Lambda(y) = \frac{f_{Y/H_1}(y/H_1)}{f_{Y/H_0}(y/H_0)}$ est le rapport de vraisemblance et $\eta = \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})}$ est le seuil

de détection.

Il est important de noter que:

- le rapport de vraisemblance $\Lambda(y)$ ne dépend que des probabilités de transition $f(y|H_i)$, c'est-à-dire du canal, et non des coûts et des probabilités *a priori*;
- le rapport de vraisemblance, comme rapport de deux distributions, est une *quantité monodimensionnelle*;
- le seuil η ne dépend que des coûts et des probabilités *a priori*;
- le rapport de vraisemblance, comme rapport de deux fonctions d'une variable aléatoire est lui-même une variable aléatoire. Les performances du test sont alors liées aux caractéristiques statistiques de $\Lambda(y)$.

L'implantation du détecteur consiste donc à calculer le rapport de vraisemblance $\Lambda(r)$, puis à comparer ce rapport à un seuil η .

On utilise souvent le logarithme du rapport de vraisemblance, $l(r)$ et le test devient alors:

$$l(y) = \log(\Lambda(y)) \underset{<H_0}{>H_1} \log \eta \quad (2.21)$$

En général, on prend simplement $C_{00} = C_{11} = 0$, pour les bonnes décisions, et $C_{01} = C_{10} = 1$ pour les mauvaises décisions. Si en outre les deux hypothèses sont équiprobables, le test peut s'écrire:

$$f(y/H_1) \underset{<H_0}{>H_1} f(y/H_0) \quad (2.21)$$

qui est simplement la *règle du maximum de vraisemblance*.

5.2 CRITERE DE MINIMAX

Dans la plupart des cas pratiques, les probabilités *a priori*, $P(H_i)$, $i = 0, 1$, ne sont pas connues et le critère d'optimisation de la décision est basé sur les risques conditionnels \mathfrak{R}_j , $j = 0, 1$. La règle de décision optimale est celle dont la valeur maximale des risques conditionnels est minimale par rapport à d'autres règles. Cette règle de décision est connue sous le nom de stratégie Minimax [3,11]. La règle Minimax est un cas particulier de critère de

Bayes pour la plus défavorable distribution *a priori* des hypothèses, $P(H_i)$, $i=0, 1$, pour laquelle le risque moyen de Bayes a la plus grande valeur. Cette approche consiste à sélectionner une valeur de P_1 pour laquelle le risque est maximum, puis on minimise la fonction risque. Le rapport de vraisemblance devient :

$$\Lambda(y) \begin{cases} >^{H1} \\ <^{H0} \end{cases} \frac{(1-P_1)(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})} \quad (2.22)$$

et l'équation de minimax est donc :

$$(C_{11}-C_{00})+P_m(C_{01}-C_{11})+P_f(C_{10}-C_{00})=0 \quad (2.23)$$

5.3 LE CRITERE NEYMAN-PEARSON

Pour construire le test de Bayes, c'est-à-dire, le coût moyen d'une décision, il faut connaître les probabilités *a priori*, $P(H_i)$ qui déterminent la valeur du *seuil* auquel le rapport de vraisemblance est comparé.

Pour beaucoup d'applications, ces valeurs ne sont pas connues, et on ne peut pas, en conséquence, appliquer l'approche Bayésienne, où encore, même si elles sont connues, le critère ajusté au problème n'est pas obtenu par des considérations de ce qui se passe pour tout l'ensemble de situations possibles. Les tests de Neyman-Pearson constituent, dans ces cas, une approche alternative.

Ce critère consiste à fixer la probabilité de fausse alarme à une valeur admissible arbitraire α_a et à chercher, sous cette contrainte et dans la mesure du possible, à rendre maximum la probabilité de détection p_d (ou d'une manière équivalente, rendre minimum p_m)

Dans le cas général, cette minimisation sous contrainte peut être menée par la méthode des extrema liés (multiplicateur de Lagrange λ).

Le test de vraisemblance associé au critère de Bayes est alors remplacé par le [3,11] :

$$\ln \Lambda(y) \begin{cases} > \\ < \end{cases} \ln \lambda(\alpha_a) \quad (2.24)$$

Le seuil $\lambda(\alpha_a)$ est déterminé par la relation

$$p_{fa} = \text{prob}[\Lambda(y) > \lambda / H_0] = \alpha_a \quad (2.25)$$

Dans le cas le plus simple (seuil de décision unique), $\lambda = y_{seuil}$ est directement déterminé, pour α_a fixé, par :

$$p_{fa} = \alpha_a = \int_{y_{seuil}}^{\infty} f_{Y/H_0}(y/H_0) dy \quad (2.26)$$

La probabilité d'échec est alors simplement donnée par :

$$p_m = \int_{\infty}^{y_{seuil}} f_{Y/H_1}(y/H_1) dy \quad (2.27)$$

5.4 DETECTEURS A TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT TFAC (CFAR)

Les critères de détection étudiés précédemment se ramènent à la comparaison du signal reçu à un seuil fixe calculé au préalable. Ce seuil produit soit un nombre excessif de fausse alarme soit une faible probabilité de détection dès que l'environnement change [3]. En effet, pour une probabilité de fausse alarme de consigne de 10^{-8} , une augmentation de 3 dB dans le niveau du bruit peut causer une augmentation de la probabilité de fausse alarme d'un facteur de l'ordre de 10^4 comme indiqué sur la figure 2.19, c'est pour cette raison que nous avons besoin à des méthodes à seuillage adaptatif.

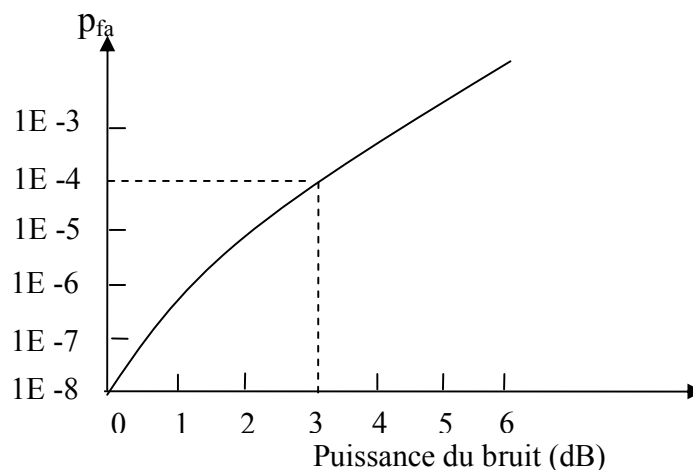


Figure 2.19 La variation de la probabilité de fausse alarme suivant la variation de la puissance du bruit

Dans la détection des signaux inconnus, la tâche d'un récepteur d'interception est de décider si seulement le bruit qui est présent ou bien c'est le signal plus le bruit. Typiquement, un récepteur d'interception calcule une statistique de décision (par exemple, énergie totale) et la compare à un seuil qui dépend des statistiques de bruit. Le choix correct de ce seuil est important, puisque il nous permet de déterminer la probabilité de fausse alarme, ainsi que la probabilité de détection.

Si les statistiques de bruit sont connues, le seuil idéal de détection pourra être déterminé. Mais, si les statistiques de bruit sont inconnues, on sera alors obligé à adapter des méthodes de seuillage adaptatives afin de maintenir le taux de fausse alarme constant TFAC (*Constante False Alarm Rate "CFAR"*).

Beaucoup de processeurs CFAR qui sont utilisés dans les systèmes radar [17,18,20] ont été également appliqués dans les systèmes DS/CDMA pour réaliser l'acquisition des séquences PN.

Le principe de ces détecteurs CFAR se base sur l'observation des données d'une fenêtre d'analyse pour déterminer le seuil local de détection comme le montre la figure.2.20 [15].

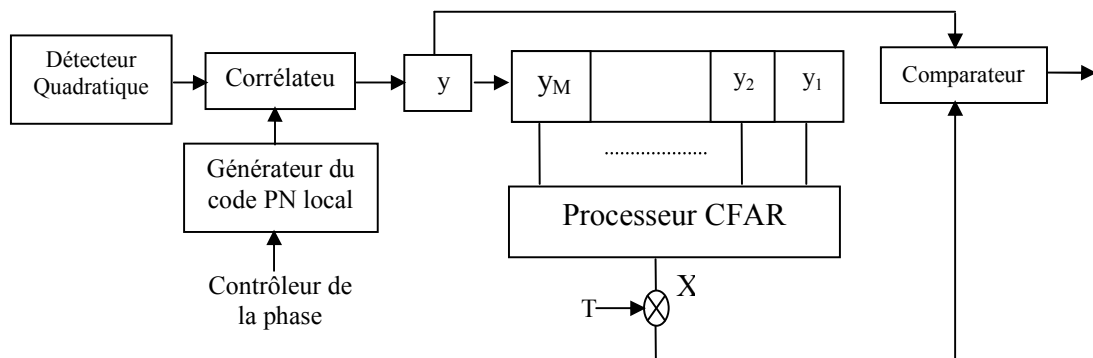


Figure 2.20 Schéma de principe d'un détecteur CFAR

La valeur seuil du comparateur du détecteur adaptatif est actualisée conformément à l'amplitude des signaux reçus. En conséquence, les sorties de corrélateur sont envoyées en série dans un registre à décalage de longueur $M+1$. Le premier registre noté y mémorise la sortie de la puissance du signal pour la phase test. Les autres M enregistrements sont appelés les fenêtres de références, ils mémorisent les sorties des autres M puissances des phases

précédentes. Le seuil est calculé en appliquant un algorithme CFAR posé par l'environnement.

La technique du TFAC à moyennage de cellules (ou Cell-Averaging-CFAR en anglais), est la plus répandue.

Le seuil de détection est calculé "par blocs", c'est-à-dire d'après la puissance moyenne d'une "fenêtre" constituée de quelques cellules de fouillis, adjacentes à la cellule testée. La fenêtre est ainsi déplacée sur toutes les cellules, ce qui a pour but d'adapter le seuil de détection à la puissance locale du fouillis. Cette procédure est optimale dans des environnements de fouillis Gaussien homogène, et lorsque la taille de la fenêtre augmente, les performances du CA-CFAR tendent vers les performances du détecteur classique à seuil fixe, calculé sur l'ensemble des cellules de référence bruit. Cependant, cette technique souffre d'une augmentation de la probabilité de fausse alarme lors des transitions du fouillis dans des environnements non homogènes.

De nombreuses variantes à ce détecteur ont été proposées [32]. Les deux plus proches sont le Greatest-Of-CFAR (ou GO-CFAR) et le Smallest-Of-CFAR (ou SO CFAR), qui utilisent plusieurs fenêtres glissantes, pour déterminer non pas la moyenne des puissances, mais respectivement la plus grande et la plus petite des valeurs. Dans le cas où deux fenêtres sont utilisées, elles constituent par exemple les cellules précédant et succédant la cellule testée figure.2.21.

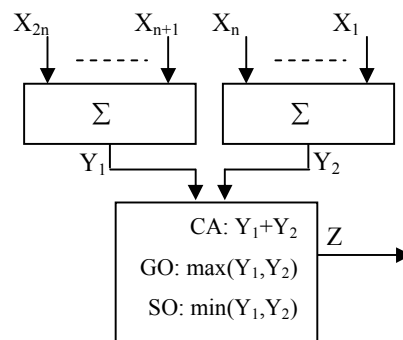


Figure 2.21 Les processeurs CFAR faisant la moyenne de niveau

Le GO-CFAR offre de meilleures performances de détection que le CA-CFAR en présence de fouillis présentant des ruptures alors que ses performances se dégradent en

environnement homogène. Par opposition au GO-CFAR, le SO-CFAR permet une meilleure discrimination en présence de cibles multiples, alors que ses performances se dégradent en environnement présentant des ruptures.

Les techniques, dites de "censoring", procèdent à une sélection de quelques cellules pour déterminer la valeur du seuil. Par exemple, l'Order Statistic-CFAR (ou OS-CFAR, [32]) ordonne, dans la fenêtre, les cellules de référence d'après leur puissance, et leur attribue un "rang", dont le plus grand est noté M . Le seuil de détection est ensuite calculé d'après la statistique d'ordre d'un rang présélectionné figure.2.22. Ce détecteur est plus robuste que le CA-CFAR en environnement non homogène et en situations multi-cibles. Ses pertes TFAC sont minimisées lorsque la plus grande valeur M est utilisée.

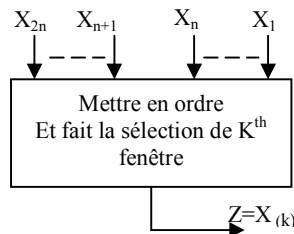


Figure 2.22 Le processeur OS-CFAR

Une autre technique proche du OS-CFAR est appelée Trimmed Mean-CFAR (TM-CFAR, [32]) figure.2.23. Les cellules sont ordonnées selon leurs puissances croissantes et un certain nombre (prédéfini à l'avance) des plus grandes valeurs est éliminé pour ensuite procéder comme un CA-CFAR.

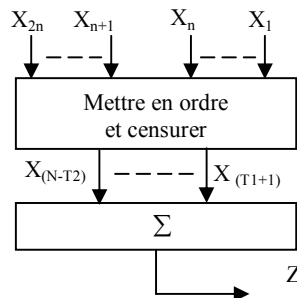


Figure 2.23 Le processeur TM-CFAR

La difficulté à trouver un traitement qui s'accommode de toutes les variétés d'environnements rencontrés dans la pratique, mène au développement de procédures

composées. Ainsi, R.Rifkin, combine le OS-CFAR et le GO-CFAR pour évaluer les performances de la procédure dans du fouillis de Weibull.

Les CA, SO et GO-CFAR sont combinés pour donner le VI-CFAR (Variability Index-CFAR). Cette procédure détermine un indice de variabilité (VI) des données et classe les cellules selon l'homogénéité du fouillis. Cela permet de conserver les performances TFAC en environnement homogène (par exemple en environnement Gaussien) et de garantir une bonne robustesse du détecteur en environnement non homogène, incluant éventuellement la détection de cibles multiples.

Une autre procédure, le GOS-CFAR (Generalized OS CFAR), combine le OS-CFAR avec le TM-CFAR. En fait, le calcul d'un certain coefficient détermine l'utilisation de l'une ou l'autre des procédures.

L'environnement est supposé de loi exponentielle et deux méthodes d'optimisation sont utilisées. La première utilise les estimées efficaces du paramètre d'échelle que sont les estimées CML (Censored Maximum Likelihood) et BLU (Best Linear Unbiased). Avec ces deux estimées, les performances de détection sont meilleures que les performances des détecteurs OS et TM-CFAR.

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA, TDMA et CDMA. Le principe de la d'étalement du spectre à séquence directe est bien détaillé en décrivant ces principaux avantages et inconvénients. Nous avons ainsi cité les principaux codes d'étalement (séquences, de Gold et de Kasami). Ensuite nous avons introduit le principe de l'acquisition initiale de la séquence PN et le principe de quelques critères de décision qui se basent sur un seuil fixe. Finalement nous avons introduit le principe des détecteurs CFAR en présentant ces différentes structures.

Chapitre III

Acquisition de la séquence PN

Résumé

Dans ce chapitre nous avons analysé les performances de l'acquisition initiale de la séquence pseudo aléatoire en considérant des canaux homogènes et non homogènes en utilisant la détection adaptative (CA-CFAR et OS-CFAR). Cette étude est faite d'abord pour une seule antenne au niveau de récepteur. Ensuite nous avons introduit la diversité d'antenne afin de combattre l'effet négatif des trajets multiples.

1. INTRODUCTION

Comme nous l'avons déjà vu dans le chapitre précédent, pour communiquer avec les systèmes CDMA, une acquisition de code PN devrait être effectuée d'abord. Habituellement le problème d'acquisition temporel du DS/CDMA (Direct Séquence CDMA) est résolu par l'intermédiaire d'une approche en deux étapes [1,15].

- *Mode d'acquisition initiale* qui est le processus par lequel le signal reçu est aligné grossièrement avec le code PN local à plus au moins une fraction de chip près
- Une fois l'acquisition initiale est terminée, le *module de poursuite (Tracking)* prend ensuite le relais afin d'aligner ces deux signaux plus précisément. La poursuite est effectuée de façon continue grâce à une boucle de rétroaction, boucle à retard de phase «DLL: Delay Lock Loop», qui permet ainsi de maintenir une synchronisation fine entre les signaux.

Dans les systèmes d'acquisition conventionnels, seule la structure des systèmes d'acquisition changes pour gagner une meilleure exécution en terme du temps d'acquisition. Cependant ces méthodes conventionnelles utilisent un seuil fixe qui est ajusté dans des conditions spécifiques. Il est difficile de produire un service de communication de haute qualité dans des états variables du canal de propagation. En outre, les signaux reçus sont sujets également à un évanouissement et l'ajout du bruit. Ainsi, puisque le niveau du signal n'est pas stable (inconnue) et encore l'environnement où se propage le signal contient des interférences (signaux non désirés), la bonne acquisition ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe. Ces faits conduisent à des techniques adaptatives de traitement des signaux utilisant un seuil adaptatif de détection.

Plusieurs techniques CFAR ont été employées dans l'acquisition du code DS/CDMA pour combattre la variabilité et l'instabilité de la probabilité de détection P_d et la probabilité de fausse alarme P_{fa} .

Dans ce chapitre, nous examinons le problème d'acquisition adaptative de la séquence PN dans des environnements homogène et non homogènes en utilisant les algorithmes CA-CFAR et OS-CFAR.

2. MODELISATION D'UN SYSTEME CDMA ELEMENTAIRE

Considérons le modèle de la figure 3.1. Il s'agit d'un système avec U utilisateurs. La modulation des données ainsi que l'étalement sont réalisés avec une modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*). Chaque utilisateur émet avec la même puissance.

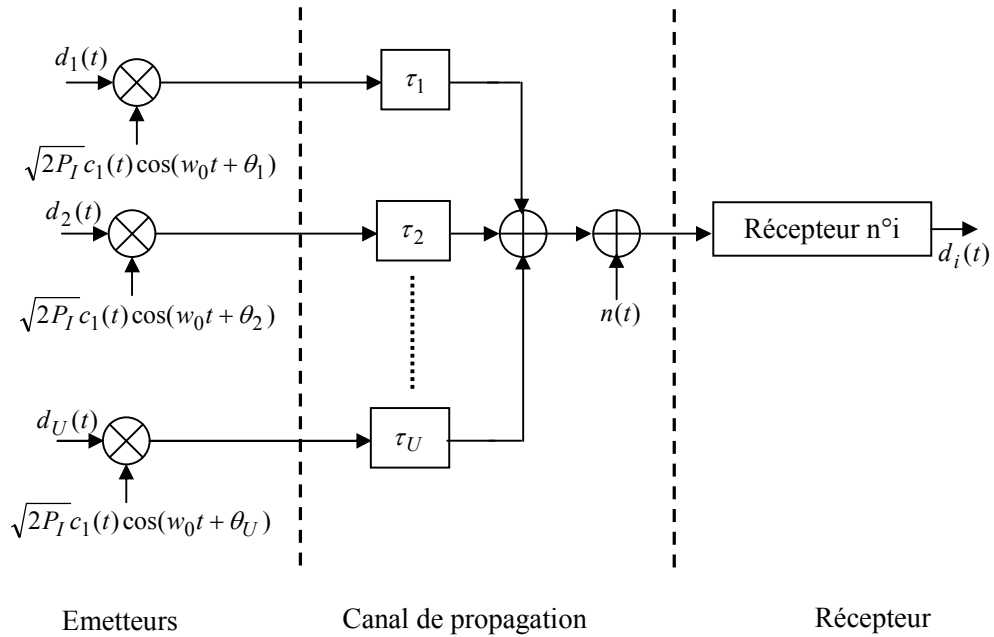


Figure 3.1 Système de communication DS-SS

2.1 L'EMETTEUR

On suppose que le message de l' $u^{\text{ième}}$ utilisateur est un signal d'amplitude unité, positive et négative et composé d'impulsions rectangulaires de durée T_b .

$$d_u = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_j^{(u)} p_{T_b}(t - jT_b) \text{ avec } d_j^{(u)} = \pm 1 \quad (3.1)$$

$$\text{où } p_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.2)$$

Le signal d'étalement $c_k(t)$ associé au $u^{\text{ième}}$ utilisateur est une séquence périodique de période N composée d'impulsions rectangulaires positives ou négatives de durée T_c ($T_b = NT_c$).

$$c_u = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j^{(u)} p_{T_c}(t - jT_c) \text{ avec } c_j^{(u)} = \pm 1 \quad (3.4)$$

Alors le signal transmit par le $u^{\text{ième}}$ utilisateur s'écrit:

$$d_c(t) = \sqrt{2P_k} B_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta_k(t)) \quad (3.5)$$

avec $\theta_k(t)$ la phase de la porteuse f_0 affectée à l'utilisateur u . Elle est modelé comme une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

2.2 LE CANAL DE PROPAGATION

Comme nous avons déjà vu dans le chapitre I, quand les signaux propagent par un canal *fréquence-sélectif*, leur spectre est affecté par la fonction de transfert de canal, ayant pour résultat une dispersion de temps de la forme d'onde.

Nous considérons un canal de propagation (canal gaussien avec l'évanouissement de Rayleigh).

Les P (le nombre des trajets (*Paths*)) poids du pas $\{\alpha_{up}\}$ sont des variables aléatoires de Rayleigh indépendantes et identiquement distribuées (iid).

2.3 LE RECEPTEUR

Le signal reçu à la station de base peut être considéré comme la somme du signal à synchronisation initiale de phase (d'intérêt), des $U - 1$ signaux de transmission de données (interférence à utilisateurs multiples) et du bruit additif blanc gaussien (AWGN), il peut être exprimé sous la forme [22]:

$$r(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=0}^{P-1} \sqrt{2P_I} \alpha_{up} d_u(t - \tau_u - pT_c) c_u(t - \tau_u - pT_c) \cos(2\pi f_c t + \theta_{up}) + n(t) \quad (3.6)$$

En séparant l'utilisateur utile "i" des $U-1$ autres utilisateurs en supposant que ses données sont absentes, l'équation (3.6) devient [22]:

$$r(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \sqrt{2P_R} \alpha_{1l} c_i(t - \tau_1 - lT_c) \cos(2\pi f_c t + \theta_{1l}) + \sum_{u=2}^U \sum_{p=0}^{P-1} \sqrt{2P_I} \alpha_{up} d_p(t - \tau_u - pT_c) c_k(t - \tau_u - pT_c) \cos(2\pi f_c t + \theta_{up}) + n(t) \quad (3.7)$$

où τ_k sont les retards relatifs associés à un schéma de transmission asynchrone, qui sont modélisés par des variables aléatoires iid uniformément distribuées sur l'intervalle $[0, T_c]$, alors que $n(t)$ représente le bruit additif blanc Gaussien (AWGN) avec une double densité spectrale de puissance de $N_0/2$. Noter que, puisque les $U-1$ utilisateurs interférents sont dans le processus de transmission de données, nous supposons que leurs signaux ont une puissance idéalement commandée et la puissance reçue moyenne de chaque signal interférent est exprimée par P_I . Cependant, pour la synchronisation de l'utilisateur initial, il est irréalisable d'inventer un contrôleur de puissance proche de l'idéale avant la réussite de synchronisation. Par conséquent, cet utilisateur peut seulement compter sur le contrôleur de puissance de boucle ouverte selon l'évaluation de l'état du canal, et par conséquent la puissance reçue moyenne à la station de base de l'utilisateur de synchronisation initiale est habituellement différente de celle des usagers de la transmission de données. Cette puissance est exprimée par P_R .

2.4 ARCHITECTURE DU BLOC RECEPTEUR

Comme il est montré dans la figure (3.2), Le bloc de réception se compose d'un [23] :

- Détecteur non cohérent à un filtre moyennant (**Matched Filter MFR**). La détection cohérente n'est pas employée dans le contexte de l'acquisition à cause de la condition d'information sur la phase de la porteuse.

Ce détecteur contient deux MFR qui font la corrélation entre le code PN généré localement et le signal reçu en phase et en quadrature. Cette corrélation se fait entre certain nombre de chips en parallèle. Après l'intégration par ΔT_c s, les signaux en phase et en quadrature sont prélevés et corrélés avec le code PN généré localement comme montré dans la

figure 3.2, où $\Delta = 1, 1/2, \dots$, et T_c dénote la durée de chip. Les échantillons sont pris chaque ΔT_c s aux instants $t = n\Delta T_c$. La valeur de la puissance du signal à la sortie du MF corrélateur est enlevée au carrée, puis additionnée avec la valeur de l'autre branche [18,24].

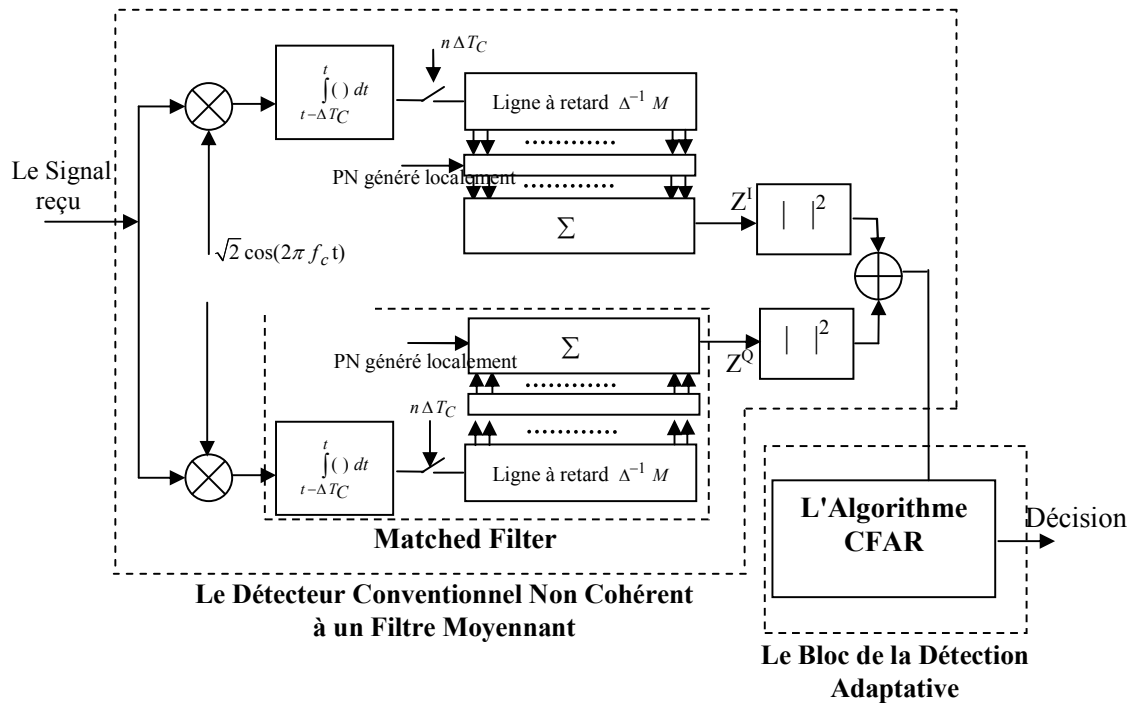


Figure 3.2 Architecture du récepteur du $u^{i\text{ème}}$ utilisateur

- Procédé de décision qui est basé sur l'algorithme CFAR. Les échantillons sortants du détecteur mentionné dans la figure (3.2) sont envoyés en série dans un registre à décalage de longueur $M + 1$ comme représenté dans la figure (3.3). M représente dans ce cas le nombre des sorties du corrélateur qui correspondent aux différents décalages (phases) de la séquence PN.

La statistique X est constituée en traitant les M cellules de références entourant la cellule d'essai Z , où Z désigne la sortie du corrélateur qui correspond au décalage (phase) de la séquence qu'on veut tester [25].

Nous décidons que le code PN généré localement est synchronisé avec la séquence PN reçu si Z est plus grand que le seuil adaptatif XT . Le coefficient de seuil adaptatif T est constant pour une probabilité de fausse alarme donnée. Si Z se situe sous la valeur du seuil

adaptatif XT , la phase du code PN local est ensuite mise à jour, c'est-à-dire le code PN local est retardé d'un temps, correspondant dans notre cas à la durée d'un chip T_c

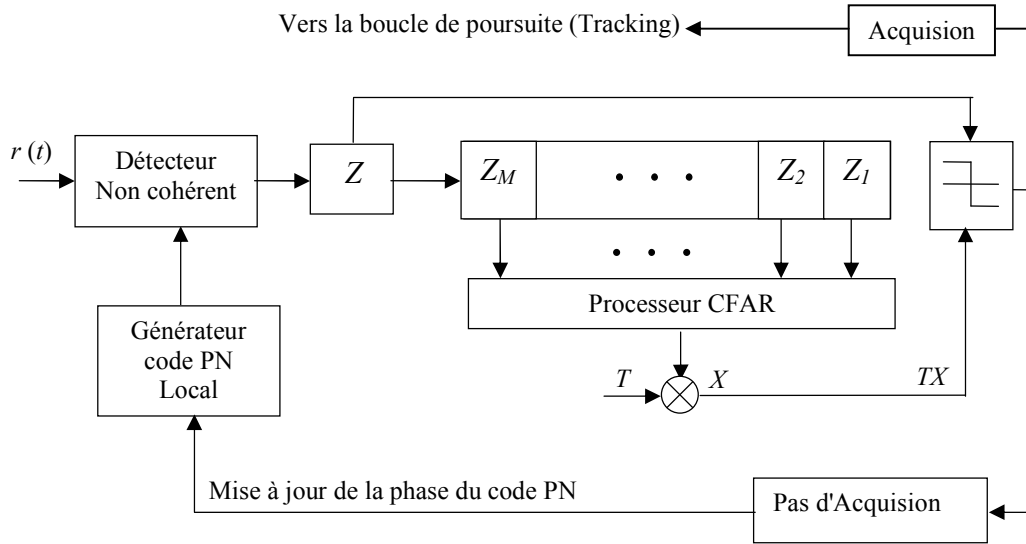


Figure3.3 Schéma bloc d'une Acquisition adaptative

Ainsi tant que le seuil XT n'est pas franchi, à chaque T_i (temps d'intégration ou temps de corrélation) le code PN généré localement est décalé dans le temps par rapport au signal reçu par incrément de T_c et une nouvelle corrélation est effectuée entre le signal entrant et le code décalé.

3. STATISTIQUES DE LA VARIABLE DE DECISION

Dans cette section, nous nous dérivons les statistiques des variable de décision du système d'acquisition de recherche série, en utilisant la détection cellule par cellule dans le contexte du système d'acquisition non cohérent, au-dessus d'un canal de fading de Rayleigh ayant des trajets multiples.

Le signal en sortie du corrélateur s'écrit [26]:

$$Z_I = \int_0^{NT_c} r(t)c_i(t - jT_c)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \quad (3.8)$$

$$Z_Q = \int_0^{NT_c} r(t)c_i(t - jT_c)\sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) dt \quad (3.9)$$

Les Statistiques de deux branches I & Q sont obtenues par la même manière. La sortie de la branche en phase s'écrit [26] :

$$Z_I = \sqrt{P_R} NT_c \left[\sum_{p=0}^{P-1} D_I(p) + \sum_{u=0}^U \sum_{p=0}^{P-1} I_I(u, p) + B_I \right] \quad (3.10)$$

où :

✓ $D_I(p)$ est le composant de l'utilisateur d'intérêt, Il est donnée par [28]:

$$D_I(p) = \frac{\alpha_{ip} \cos \theta_{1p}}{NT_c} [\tau R_N(j, M+1) + (T_c - \tau) R_N(j, N)] \quad (3.11)$$

✓ $I_I(u, p)$ caractérise le bruit d'accès multiple engendré par les $U - 1$ autres utilisateurs Il est donnée par:

$$I_I(u, p) = \frac{\sqrt{\rho} \alpha_{up} \cos \theta_{up}}{NT_c} [\tau R_N^{(u)}(j, M+1) + (T_c - \tau) R_N^{(u)}(j, M)] \quad (3.12)$$

$$\text{avec: } R_N^{(u)}(j, M) = \sum_{v=0}^{N-1} c_{v+j}^{(i)} \cdot c_{v+j+M}^{(u)} \quad u = 1, \dots, U \text{ et } \rho = \frac{P_I}{P_R} \quad (3.13)$$

✓ Le troisième terme de l'expression (3.10) représente le bruit blanc gaussien au niveau du corrélateur; il représente en fait l'étalement de $n(t)$ par le récepteur. Il est donnée par:

$$B_I = \frac{1}{\sqrt{P_R} NT_c} \int_0^{NT_c} n(t)c_i(t - jT_c)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \quad (3.14)$$

La valeur moyenne du composant voulu $S_I(l)$, contribué par l'utilisateur d'intérêt, est:

$$E[D_I] = \frac{3}{4} \alpha_{ip} \cos \theta_{1p} \quad (3.15)$$

Les variances de trois précédentes composantes décrites par les équations (3.11), (3.12), (3.14) sont respectivement données par [26]:

$$\left\{ \begin{array}{l} Var[D_I(l)] = \frac{\alpha^2}{3N} \\ Var[I_I(u, p)] = \sigma_I^2 = \frac{\rho\alpha^2}{3N} \text{ avec: } \alpha^2 = E[\alpha_{kl}^2] = 2\sigma^2 \\ Var[B_I] = \sigma_N^2 = \frac{1}{2N\bar{\gamma}_c} \text{ où: } \bar{\gamma}_c = P_R T_c / N_0 \text{ le rapport signal/bruit par chip} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Alors la variance de Z_I est donnée par:

$$Var[Z_I] = (P-1)Var[D_I(l)] + (U-1)PVar[I_I(u, p)] + Var[B_I] \quad (3.17)$$

donc:

$$Var[Z_I] = \frac{(P-1)\alpha^2}{3N} + \frac{(U-1)P\rho\alpha^2}{3N} + \frac{1}{2N\bar{\gamma}_c} \quad (3.18)$$

La variance de la branche en quadrature (Q) est identique de celle de la branche en phase (I):

$$Var[Z_I] = Var[Z_Q] \quad (3.19)$$

En termes de la théorie de la détection, l'acquisition peut être formulée comme un problème de test binaire. Alors les fonctions densités de probabilités conditionnelles $f_Z(z/H_i)$, $i=0,1$ sous l'hypothèse H_i sont données dans la section suivante pour un Canal gaussien (AWGN, Additive White Gaussian Noise) avec l'évanouissement de Rayleigh.

3.1 SYNCHRONISATION (HYPOTHESE H_1)

S'il y a une synchronisation, automatiquement les deux codes (reçue et local) sont fortement corrélés. Les statistiques obtenues à la sortie du corrélateur adapté dans les deux branches I et Q ont des distributions gaussiennes non centrés.

La statistique obtenue à la sortie du détecteur mentionné dans la figure (3.2) est égale à

$$Z = |Z_I|^2 + |Z_Q|^2 \quad (3.20)$$

Puisque Z_I et Z_Q suivent des lois gaussiennes non centrées, d'après [1, 23], la statistique Z suit la distribution Khi-deux « chi-square » non centré avec 2 degrés de liberté.

La densité de probabilité de Z est donnée par:

$$f_Z(z/\alpha, H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{z+m^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{m\sqrt{z}}{\sigma_N^2}\right), z \geq 0 \quad (3.21)$$

$$\text{où: } m^2 = \frac{9}{16} \alpha_{ip}^2$$

$I_0(\cdot)$: est la *fonction de Bessel modifiée* de premier degré et d'ordre zéro.

Puisque α suit la loi distribution de Rayleigh, sa fonction densité de probabilité est donnée par :

$$f_{\alpha_{ip}}(\alpha_{ip}) = \frac{2\alpha_{ip}}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha_{ip}^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.22)$$

En appliquant le théorème de bayes, alors:

$$f_Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} f_Z(z/\alpha_{ip}, H_1) f_{\alpha_{ip}}(\alpha_{ip}) d\alpha_{ip} \quad (3.23)$$

La substitution de (3.21) et (3.22) dans l'équation (2.23) comme il est montré dans l'Annexe B, nous arriverons au résultat final présenté par :

$$f_Z(z/H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_N^2(1+\mu)}\right], z \geq 0 \quad (3.24)$$

$$\text{où } \mu = 9\sigma^2/32\sigma_0^2$$

3.2 NON SYNCHRONISATION (HYPOTHESE H_0)

Suivant la considération que La corrélation entre le signal reçu et le code local est environ zéro quand ils n'y a pas de synchronisation, la partie réelle Z_1 et la partie imaginaire Z_Q de Z , sont des variables aléatoires Gaussiennes indépendantes centrés avec des variances identiques σ_N^2 . Alors la statistique Z suit une distribution Khi-deux « chi-square » centré avec 2 degrés de liberté et sa fonction densité de probabilité est donnée par [26]:

$$f_Z(z/H_0) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{z}{2\sigma_N^2}\right) \quad (3.25)$$

4. TEMP D'ACQUISITION

La recherche de la bonne phase est effectuée dans une région d'incertitude. Cette région est décomposée en N éléments finies (N phases ou N cases), où N est la période de la séquence PN (Pseudo Noise). Nous supposons que la zone de recherche contient seulement une phase qui correspond à la phase correcte. Considérons la notation suivante:

- P_d est la Probabilité de détection lorsqu'on examine la phase «la case » correspondante à la synchronisation.
- P_{fa} est la Probabilité de « fausse alarme », c'est-à-dire la probabilité de détection lorsqu'on examine une case erronée.
- T_i est le temps d'intégration, c'est-à-dire le temps nécessaire pour examiner une case.
- T_{fa} est le temps de fausse alarme, le temps nécessaire pour se rendre compte qu'on a pris la mauvaise case.
- N représente le nombre de cases à parcourir qui est égale dans ce cas à la période de la séquence d'étalement. On indexe les cases de 1 à N .

Cette approche consiste à trouver une relation entre le temps d'acquisition et le temps de pénalité, les probabilités de détection et de fausse alarme. Le temps d'acquisition est une variable aléatoire pour cela on utilise sa moyenne et sa variance [1].

Nous examinons toutes les phases possibles de 1 jusqu'à N dans la région d'incertitude qui est égale à la période du code PN. S'il n'y a pas de détection de la bonne phase, nous recommencerons le cycle jusqu'à ce que la phase correcte soit détectée.

Pour cela, on associe un temps de pénalité T_{fa} avec la probabilité de fausse alarme. Ce temps doit être très grand par rapport au temps d'intégration et donc, $T_{fa} = K_{fa} T_i \gg T_i$ et $K_{fa} \gg 1$, est en général aléatoire dans plusieurs applications mais d'après [11] on peut le considérer constant. En plus, il y'a un autre temps de pénalité qui est associé à la probabilité de non détection et est égale à NT_i . Si nous rencontrons un cas de non détection, la phase correcte ne peut pas être détectée jusqu'au prochain cycle.

Le temps moyen d'acquisition est calculé en examinant les différents scénarios possibles pour l'accrochage de la bonne case. Chaque scénario est caractérisé par n, l'index de la case correspondant à la synchronisation, j, le nombre de détections ratées « miss », et k, le nombre de fausses alarmes.

Le temps de détection correspondant à ce scénario est donné par

$$T_{acq}(n, j, k) = n T_i + j N T_i + k T_{fa} = (n + j N) T_i + k T_{fa} \quad (3.26)$$

où $n + jN$ est le nombre de phases examinées, $j + 1$ le nombre de phases correctes rencontrés, et $K = (n + jN) - (j + 1)$ le nombre de phases incorrectes rencontrés. La probabilité de ce scénario est

$$P(n, j, k) = P_r(\text{La position de la phase correcte} = n, j \text{ misses}, k \text{ fausse alarme}) \quad (3.27)$$

D'après le critère de Bayes :

$$P(n, j, k) = P(k/n, j) P(j/n) P(n) \quad (3.28)$$

où

$$P(n) = P_r(\text{La position de la phase correcte} = n) = \frac{1}{N} \text{ (loi uniforme),} \quad (3.28a)$$

$$P(j/n) = P_r(j \text{ misses}/n) = (1 - P_d)^j P_d \quad (3.28b)$$

et

$$\begin{aligned} P(k/n, j) &= P_r(k \text{ fausse alarme}/n, j) = P_r(k \text{ fausse alarme parmi } K \text{ positions}) \\ &= \binom{K}{k} P_{fa}^k (1 - P_{fa})^{K-k} \end{aligned} \quad (3.28c)$$

Dans ce cas, la relation (2.7) s'écrit sous la forme suivante :

$$P(n, j, k) = \frac{1}{N} C_k^K P_d (1 - P_d)^j P_{fa}^k (1 - P_{fa})^{K-k}. \quad (3.29)$$

C_k^K est le nombre de combinaisons de k éléments parmi K . L'espérance du temps de synchronisation est:

$$\begin{aligned} \bar{T}_{acq} &= \sum_{n,j,k} T_{acq}(n, j, k) P(n, j, k) \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^K \frac{1}{N} C_k^K P_d (1 - P_d)^j P_{fa}^k (1 - P_{fa})^{K-k} (n T_i + j N T_i + k T_{fa}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Après le calcul comme il est montré dans l'annexe, on trouve

$$\begin{aligned} \bar{T}_{acq} &= (N-1)(T_i + P_{fa} T_{fa}) \left(\frac{1}{P_d} - \frac{1}{2} \right) + \frac{T_i}{P_d} \\ &= N T_C \left[(N-1)(1 + P_{fa} K_{fa}) \left(\frac{1}{P_d} - \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{P_d} \right] \end{aligned} \quad (3.31)$$

5. ACQUISITION ADAPTATIVE

Dans cette section nous examinons le problème d'acquisition adaptative de la séquence PN dans des environnements homogènes et non-homogènes. Nous prenons en considération dans cette étude le nombre d'antennes utilisées au niveau du récepteur.

5.1 RECEPTION PAR UNE SEULE ANTENNE

Dans ce cas nous utilisons une seule antenne au niveau du récepteur qui a la même architecture montrée par la figure (3.2)

Nous faisons l'analyse du processeur d'acquisition en considérant deux types d'algorithmes CFAR : le CA-CFAR et l'OS-CFAR.

5.1.1 ENVIRONNEMENT HOMOGENE

a- Détecteur CA-CFAR

EN appliquant le détecteur CA-CFAR, L'estimation X est la somme arithmétique du contenu de la fenêtre de référence [16,18].

$$X_{CA} = \sum_{i=1}^M Z_i \quad (3.32)$$

Les fonctions densités de probabilité sous les hypothèses H_0 et H_1 sont données par:

$$f_Z(z/H_i) = \frac{1}{\lambda} \exp\left[-\frac{z}{\lambda}\right] = G(1, \lambda), \quad z \geq 0 \text{ et } i = 0,1 \quad (3.33)$$

$$\text{tel que: } \begin{cases} H_0 : \lambda = 2\sigma_N^2 \\ H_1 : \lambda = 2\sigma_N^2(\mu + 1) \end{cases} \quad (3.34a)$$

$G(\cdot)$ est la *distribution Gamma*.

Notons que les cellules de référence ne contiennent que du bruit et les échantillons sont i.i.d (indépendantes identiquement distribués), alors la pdf de X_{CA} est donnée par:

$$f(x) = G(M,2) = \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_N^2)^M} x^{M-1} e^{-\frac{x}{2\sigma_N^2}} \quad (3.35)$$

$\Gamma(\cdot)$ est la *fonction Gamma*

La probabilité de fausse alarme P_{fa} s'écrit [8]:

$$P_{fa} = E_X[\Pr\{z > TX / H_0\}]$$

$$P_{fa} = \int_0^\infty f_X(x) \cdot \left(\int_{TX}^\infty f_{Z/H_0}(z/H_0) dz \right) dx$$

$$= \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_N^2)^M} x^{M-1} \exp\left(-\frac{(1+T)x}{2\sigma_N^2}\right) dx \quad (3.36)$$

en utilisant l'égalité suivante [27]:

$$\int_0^\infty x^{m-1} \exp(-nx) dx = \frac{\Gamma(m)}{n^m} \quad (3.37)$$

alors :

$$P_{fa} = \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_N^2)^M} \cdot \frac{\Gamma(M)}{\left(\frac{1+T}{2\sigma_N^2}\right)^M} = (1+T)^{-M} \quad (3.38)$$

Puisque les paramètres T et M sont des valeurs constantes, le taux de fausse alarme du système d'acquisition à seuil adaptatif est constant. Donc tout changement dans la puissance du bruit n'affecte pas la valeur de la probabilité de fausse alarme. Le seuil T est calculé à partir de l'équation (3.38).

La probabilité de détection P_d est obtenue par le calcul de la moyenne de la probabilité conditionnelle de détection pour toutes les valeurs possibles du seuil [15 ,24]:

$$P_d = E_X[\Pr\{z > TX / H_1\}] = \int_0^\infty f_X(x) \cdot \left(\int_{TX}^\infty f_{Z/H_1}(z/H_1) dz \right) dx \quad (3.39)$$

$$P_d = \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_N^2)^M} x^{M-1} e^{-\frac{((1+\mu)+T)x}{2\sigma_N^2(1+\mu)}} dx \quad (3.40)$$

$$P_d = \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_N^2)^M} \cdot \frac{\Gamma(M)}{\frac{((1+\mu)+T)^M}{(2\sigma_N^2)^M (1+\mu)^M}} = \left(\frac{(1+\mu)+T}{(1+\mu)} \right)^{-M} \quad (3.41)$$

alors la probabilité de détection est :

$$P_d = \left(1 + \frac{T}{(1+\mu)} \right)^{-M} \quad (3.42)$$

La Figure 3.4 présente une comparaison entre la probabilité de fausse alarme P_{fa} de système conventionnel et de système d'acquisition adaptative. Nous remarquons que le taux de fausse synchronisation d'un système conventionnel change excessivement selon le rapport signal sur bruit par chip SNR/Chip.

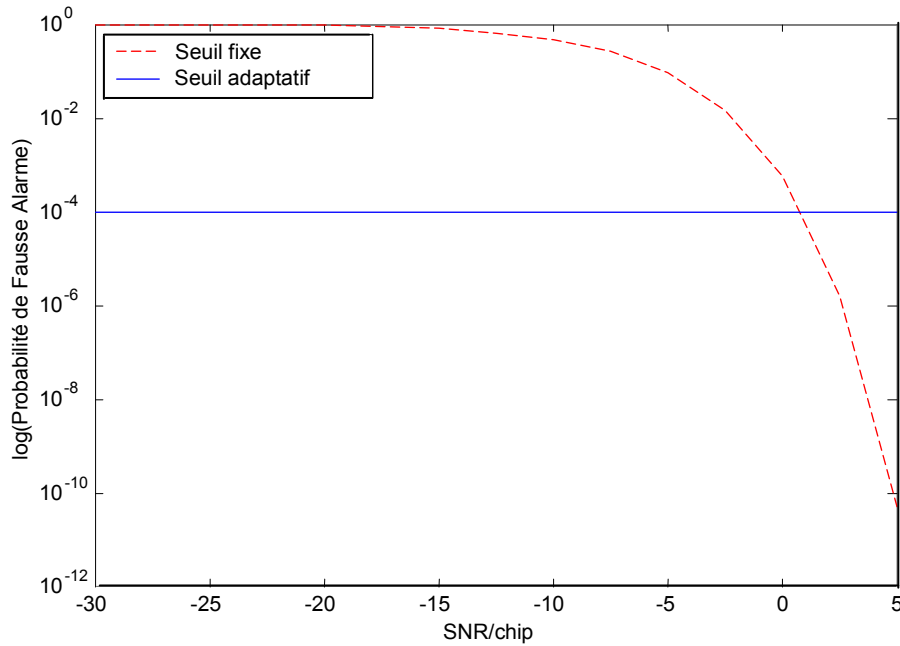


Figure 3.4 Comparaison de P_{fa} entre le système d'acquisition adaptative et le système conventionnel

Par contre, le taux de fausse synchronisation d'un système adaptatif est constant selon le rapport SNR/chip

La variation de la probabilité de détection pour $M = 8$ et 16 (M est le nombre des cellules de référence) en utilisant le CA-CFAR dans un milieu homogène est représentée par la figure (3,5). La probabilité de fausse alarme étant fixée à 10^{-3} . Il est clair que dès M croit, la probabilité de détection augmente aussi.

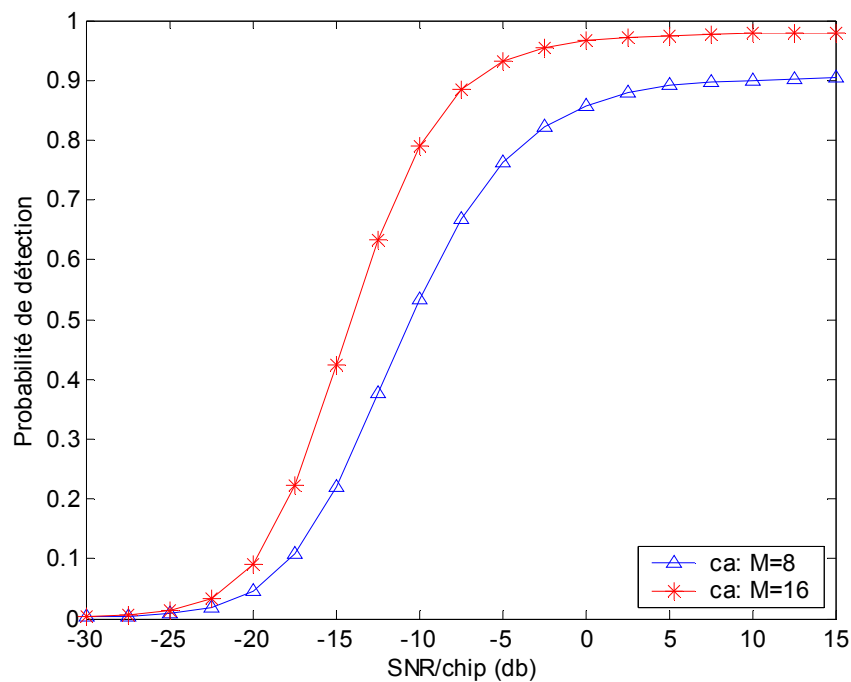


Figure 3.5 La probabilité de détection pour $M = 8$ et 16 (détecteur CA-CFAR)

Puisque la probabilité de détection augmente quand M croit, alors le temps de la phase correcte devient court qui ce implique un temps moyen d'acquisition moins long. Ce résultat est illustré par la figure (3.6) qui donne le temps d'acquisition pour des différente valeurs de M en considérant que la région d'incertitude est formée de $L_c = 1023$ cellules, la durée de chip $T_c = 10^{-6}$ et le temps de pénalité $K=1000$.

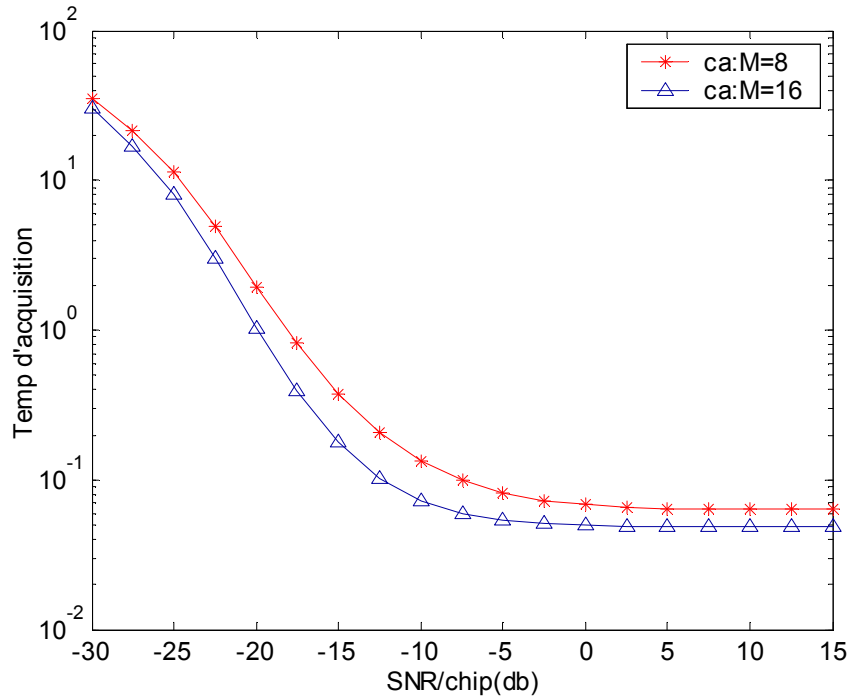


Figure 3.6 le Temps d'acquisition pour $M=8$ et 16 (détecteur CA-CFAR)

b- Détecteur OS-CFAR

Comme nous avons vu dans le chapitre 2, pour l'OS-CFAR, les échantillons Z_i $i = 1, 2, \dots, M$ sont ordonnés croissement selon leurs amplitudes

$$Z_1 \leq Z_2 \leq \dots \leq Z_k \leq \dots \leq Z_M \quad (3.43)$$

L'algorithme OS-CFAR choisit la $k^{\text{ième}}$ cellule pour représenter la statistique X . le rang k étant en général choisi entre $\frac{3M}{4}$ et $\frac{7M}{8}$ [5,18]

Dans un milieu homogène, L'estimation X a une *pdf* donnée par [15, 28,29] :

$$f_X(x) = k \binom{M}{k} [1 - F_Z(x)]^{M-k} [F_Z(x)]^{k-1} f_Z(x) \quad (3.44)$$

Sachant que $\binom{M}{k} = \frac{M!}{k!(M-k)!}$ et $f_Z(x) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)$

$F_Z(x)$ est la Fonction de Distribution Cumulative de $f_Z(x)$. Elle est donnée par:

$$F_Z(x) = \int_0^x f_Z(z) dz = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right) \quad (3.45)$$

alors la pdf de la statistique X s'écrit :

$$f_X(x) = \frac{1}{2\sigma_N^2} k \binom{M}{k} \left[\exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{M-k+1} \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{k-1} \quad (3.46)$$

La probabilité de fausse alarme est donnée par:

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_0^\infty f_X(x) \cdot \left(\int_{TX}^\infty f_{Z/H_0}(z/H_0) dz \right) dx \\ &= \frac{1}{2\sigma_N^2} k \binom{M}{k} \int_0^\infty \left[\exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{M-k+1} \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{k-1} \cdot \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)^T dx \\ &= \frac{1}{2\sigma_N^2} k \binom{M}{k} \int_0^\infty \left[\exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{M-k+1+T} \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)\right]^{k-1} dx \end{aligned} \quad (3.47)$$

Soit la fonction *Béta*

$$B(m, n) = \int_0^1 x^{m-1} (1-x)^{n-1} dx = \frac{\Gamma(m)\Gamma(n)}{\Gamma(m+n)} \quad (3.48)$$

En utilisant la définition de la fonction *Béta*, nous trouvons comme il est montré dans l'annexe:

$$P_{fa} = k \binom{M}{k} \frac{\Gamma(M-k+1+T)\Gamma(k)}{\Gamma(M+1+T)} \quad (3.49)$$

La probabilité de détection est obtenue par l'équation (3.49) en remplaçant T par $\frac{T}{\mu+1}$:

$$P_d = k \binom{M}{k} \frac{\Gamma(M-k+1+\frac{T}{1+\mu})\Gamma(k)}{\Gamma(M+1+\frac{T}{1+\mu})} \quad (3.50)$$

Nous présentons par les figures (3.7), (3.8) une comparaison entre les performances des deux détecteurs CA-CFAR et OS-CFAR dans un milieu homogène. Il est clair d'après ces figures que la probabilité de détection et le temps d'acquisition pour le CA-CFAR sont meilleurs que ceux de l'OS-CFAR.

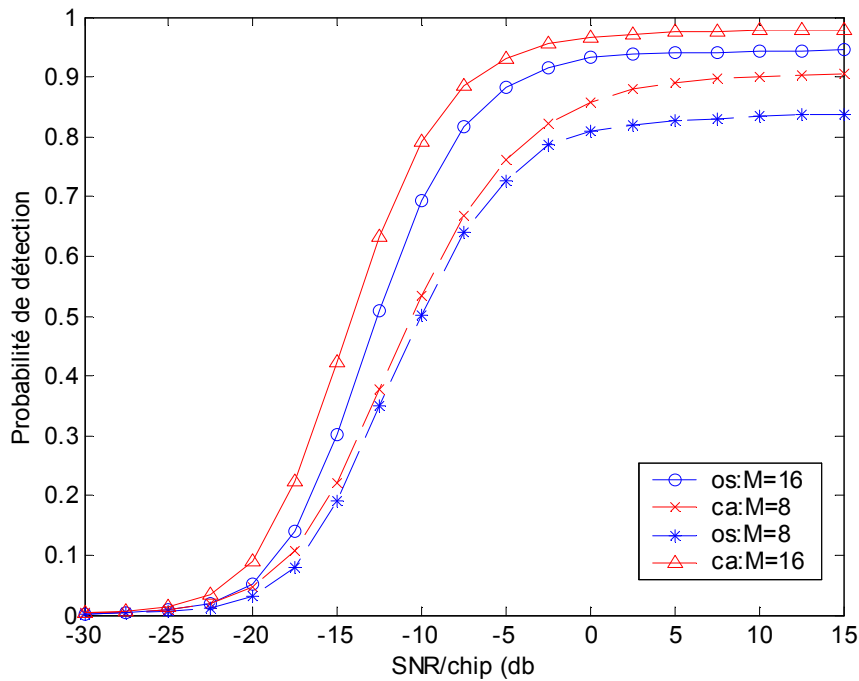


Figure 3.7 Comparaison de La probabilité de détection entre la CA-CFAR et l'OS-CFAR dans un environnement homogène pour des différentes valeurs de M

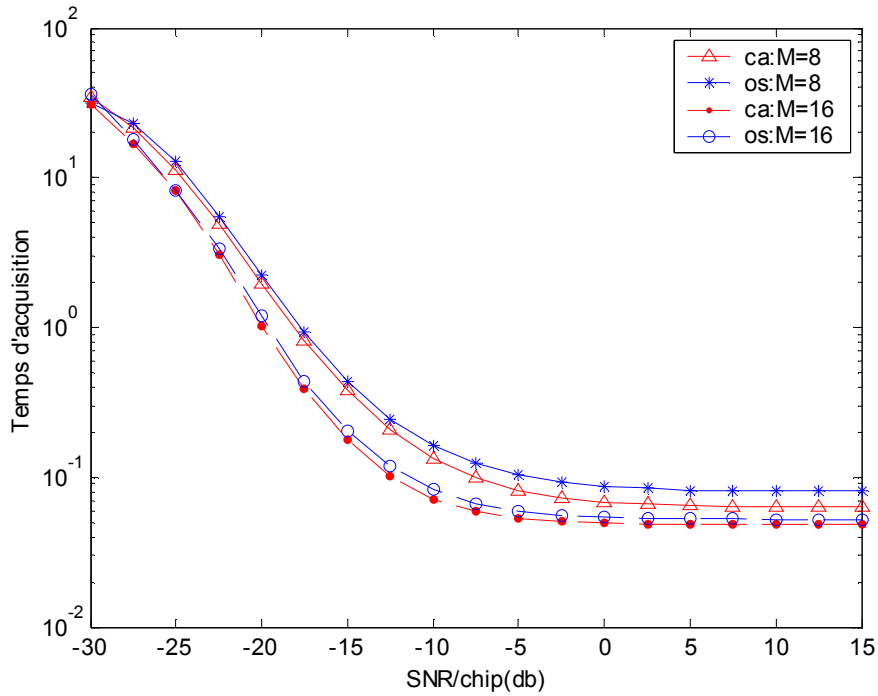


Figure 3.8 Comparaison des Temps d'acquisition entre le CA-CFAR et l'OS-CFAR pour des différentes valeurs de M

Les performances du détecteur CA-CFAR sont bonnes lorsque le bruit est homogène mais, l'acceptation de l'environnement homogène est inadmissible quand il y a une présence des interférences des autres utilisateurs. Dans la section suivante nous allons étudier les détecteurs précédents en considérant un environnement non homogène.

5.1.2 ENVIRONNEMENT NON HOMOGENE

Dans ce cas, les interférences d'accès multiples sont présentes. Nous supposons qu'il y a r cellules interférentes, alors que les autres $M - r$ cellules restantes contiennent du bruit seulement.

a- Détecteur CA-CFAR

Pour un milieu non homogène nous avons [15] :

$$X_{CA} = \sum_{i=1}^r Z_i 2\sigma_N^2(1+C) + \sum_{i=r+1}^M Z_i (2\sigma_N^2) \quad (3.51)$$

où $C = \frac{\sigma_I^2}{\sigma_N^2}$ et σ_I^2 est la variance de la variable aléatoire Gaussienne due aux effets des autres

utilisateurs (interférences). elle est donnée par l'équation (3.16).

La Pdf de X est :

$$f_x(x)_r = G(r, 2(1 + \mu)) = \frac{1}{\Gamma(r)(2\sigma_N^2(1 + C))^r} x^r e^{-\frac{x}{2\sigma_N^2(1 + C)}} \quad (3.52)$$

$$f_x(x)_{M-r} = G(M - r, 2) = \frac{1}{\Gamma(M - r)(2\sigma_N^2)^{M-r}} x^{M-r} e^{-\frac{x}{2\sigma_N^2}} \quad (3.53)$$

D'après [18], pour calculer la probabilité de détection et de fausse alarme, il suffit de calculer la Fonction Génératrice des Moments (MGF) correspondante à la distribution de X :

$$M_X(p) = M_{X_i}(p)_r \cdot M_{X_i}(p)_{M-r} \quad (3.54)$$

La (MGF) correspondante à la distribution $G(\alpha, \beta)$ est donnée par [15]:

$$M_{X_i}(p) = (1 + \beta p)^{-\alpha} = \frac{1}{(1 + \beta p)^\alpha} \quad (3.55)$$

alors

$$M_X(p)_r = \frac{1}{(1 + 2\sigma_N^2(1 + C)p)^r} \quad (3.57)$$

$$M_X(p)_{M-r} = \frac{1}{(1 + 2\sigma_N^2 p)^{M-r}} \quad (3.58)$$

alors :

$$M_X(p) = \frac{1}{(1 + 2\sigma_N^2(1 + C)p)^r} \cdot \frac{1}{(1 + 2\sigma_N^2 p)^{M-r}} \quad (3.59)$$

La probabilité de fausse alarme est donnée par:

$$P_{fa} = \int_0^{\infty} f_X(x) \cdot \left(\int_{TX}^{\infty} f_{Z/H_0}(z/H_0) dz \right) dx = M_X \left(\frac{T}{2\sigma_N^2} \right) \quad (3.60)$$

$$P_{fa} = \frac{1}{(1+(1+C)T)^r} \cdot \frac{1}{(1+T)^{M-r}} \quad (3.61)$$

La probabilité de détection est donnée par (3.61) en remplaçant p par $T/2\sigma_N^2(1+\mu)$. Alors :

$$P_d = \frac{1}{\left(1 + \frac{(1+C)}{(1+\mu)}T\right)^r} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{T}{1+\mu}\right)^{M-r}} \quad (3.62)$$

La figure (3.9) montre la dégradation importante imposée par la présence des interférences, sur les performances du détecteur CA-CFAR. Ceci est dû au fait que la probabilité de fausse alarme n'est plus constante dans un milieu non homogène.

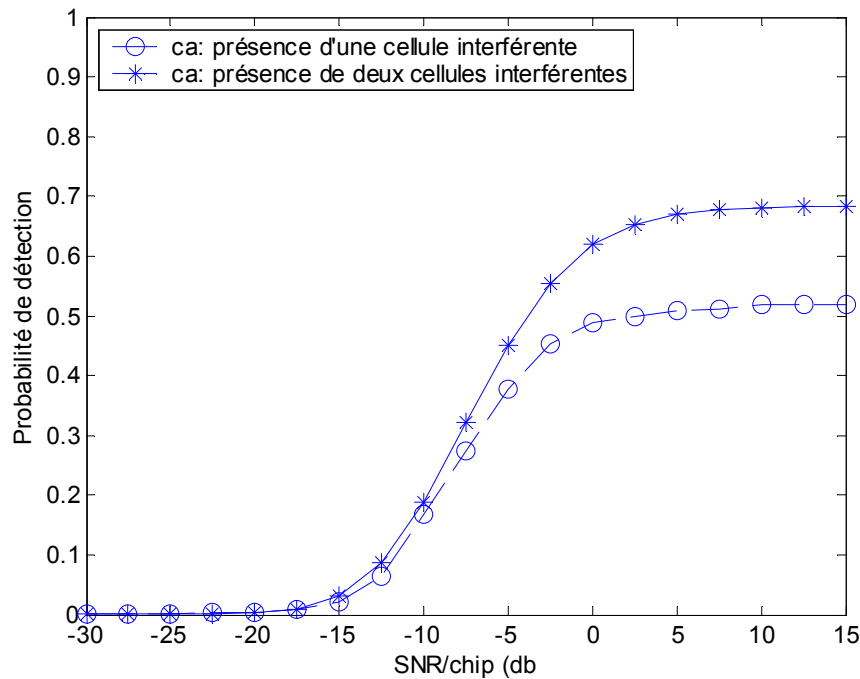


Figure 3.9 La probabilité de détection pour le CA-CFAR en présence des interférences

a- Détecteur OS-CFAR

Dans ce cas les cellules de référence ne sont plus identiquement distribuées, et la fonction de répartition $F_X(x)$ du $k^{ième}$ échantillon ordonné est définie par [13,18]:

$$F_X(x) = \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} [1 - F_{M-r}(x)]^{M-r-j} [F_{M-r}(x)]^j [1 - F_r(x)]^{r-i+j} [F_r(x)]^{i-j} \quad (3.63)$$

Sachant que $j_1 = \max(0, i - r)$ et $j_2 = \max(i, M - r)$

$$F_{M-r}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right) \quad (3.64)$$

$$F_r(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \quad (3.65)$$

La probabilité de détection est:

$$P_d = \Pr \{Z > TX / H_1\} = \Pr \left\{ X < \frac{Z}{T} / H_1 \right\} \quad (3.66)$$

$$P_d = \int_0^{\infty} F_X\left(\frac{Z}{T}\right) \cdot f_{Y/H_1}(z/H_1) dy \quad (3.67)$$

posons $q = \frac{z}{T}$ alors $Tdq = dz$ et l'équation (3.67) devienne :

$$P_d = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_1}(Tq/H_1) dq \quad (3.68)$$

avec :

$$f_{H_1}(Tq/H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \exp\left(-\frac{Tq}{2\sigma_N^2(1+\mu)}\right) \quad (3.68a)$$

$$F_X(q) = \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} [1 - F_{M-r}(q)]^{M-r-j} [F_{M-r}(q)]^j [1 - F_r(q)]^{r-i+j} [F_r(q)]^{i-j} \quad (3.68b)$$

En utilisant l'égalité suivante [27]

$$\left(1 - \exp\left(\frac{q}{\lambda}\right)\right)^j = \sum_{s=0}^j (-1)^s \binom{j}{s} \exp\left(-\frac{z}{\lambda} s\right) \quad (3.69)$$

La substitution de (3.64), (3.65), (3.68a), (3.68b) dans l'expression (3.68) donne comme il est montré dans l'annexe

$$P_d = \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \sum_{i=k}^M \sum_{j=k}^{j_i} \binom{M-r}{j} \binom{r}{i-j} \times \sum_{s_1=0}^j \sum_{s_2=0}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \frac{2\sigma_N^2(1+C)(1+\mu)}{((M-r-j+s_1)(1+C)(1+\mu) + (s_2+r-i+j)(1+\mu) + T(1+C))} \quad (3.70)$$

La probabilité de fausse alarme s'écrit:

$$P_0 = \Pr \{Z > TX / H_0\} = \Pr \left\{X < \frac{Z}{T} / H_0\right\} \quad (3.71)$$

$$P_{fa} = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_0}(Tq / H_0) dq \quad (3.72)$$

avec $f_{H_0}(Tq / H_0) = \frac{1}{\psi} \exp\left(-\frac{T}{\psi} q\right)$ où ψ vaut $2\sigma_N^2$ si les cellules ne contiennent que le bruit et $2\sigma_N^2(1+C)$ dans le cas des interférences.

Alors la probabilité de fausse alarme est donné par:

$$P_d = \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \sum_{i=k}^M \sum_{j=k}^{j_i} \binom{M-r}{j} \binom{r}{i-j} \times \sum_{s_1=0}^j \sum_{s_2=0}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \frac{2\sigma_N^2(1+C)\psi}{((M-r-j+s_1)(1+C)\psi + (s_2+r-i+j)\psi + T(1+C))} \quad (3.73)$$

La figure (3.10) montre la variation de la probabilité de détection du détecteur OS-CFAR dans un milieu non homogène (présence des cellules interférentes).

Une comparaison entre les deux détecteurs CA et OS est donnée par la figure (3.11). Il est clair que L'algorithme OS-CFAR est plus performant que le CA-CFAR où nous constatons qu'il y a une dégradation dans la probabilité de détection pour les deux détecteurs mais elle est faible pour l'OS, alors qu'elle est vraiment sérieuse pour le CA.

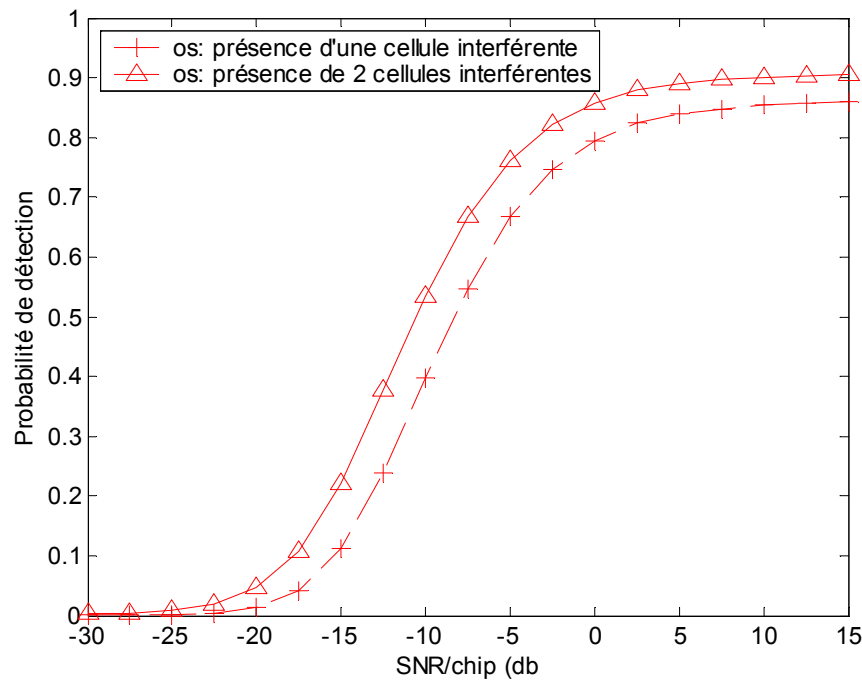


Figure 3.10 La probabilité de détection en présence des cellules interférentes détecteur OS-CFAR)

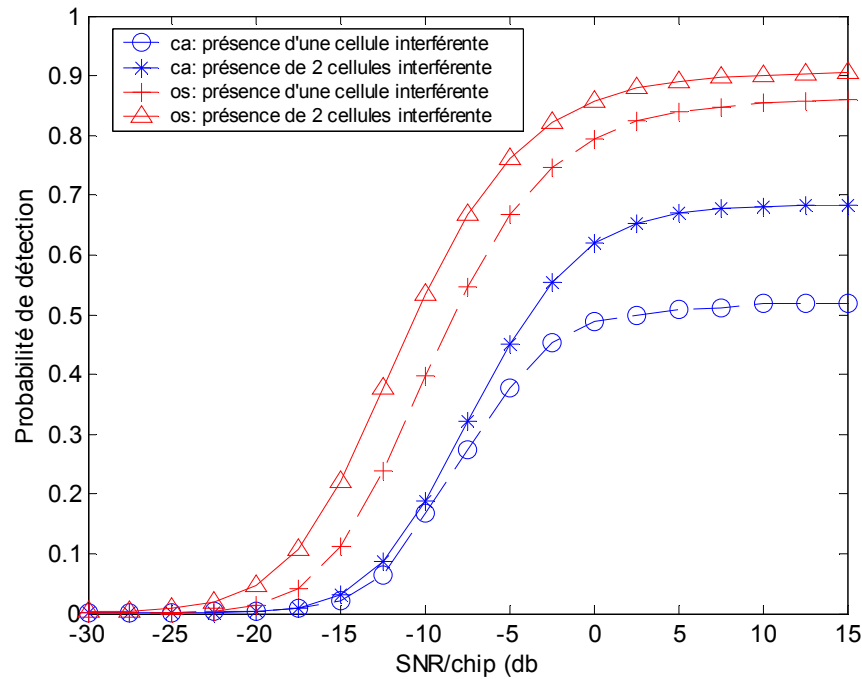


Figure 3.11 Comparaison de La probabilité de détection entre la CA-CFAR et l'OS-CFAR le CA-CFAR en présence des interférences

6. UTILISATION DE LA DIVERSITE D'ANTENNES

Nous avons montré dans la section précédente que l'OS-CFAR est plus robuste que le CA-CFAR dans le cas non homogène (présence des interférences) mais le problème qui se pose est que l'effet négatif des trajets multiples reste toujours existant.

Il est à noter que les trajets multiples jouent un rôle positif dans la communication dans le cas de l'utilisation d'un récepteur Râteau (Rake), mais ce dernier ne peut pas être utilisé avant l'acquisition initiale [22].

Dans cette section nous démontrerons que la combinaison entre l'OS-CFAR et la diversité d'antennes, qui est utilisée pour diminuer l'évanouissement et d'augmenter le rapport signal sur le bruit (SNR), donne une bonne performance pour le système d'acquisition.

Le schéma de principe est présenté par la figure (3.12), où nous utilisons L antennes au niveau du récepteur. Chaque antenne est suivit par M corrélateurs non cohérents à un filtre adapté de la figure (3.2). Ces corrélateurs sont mets dans une structure parallèle.

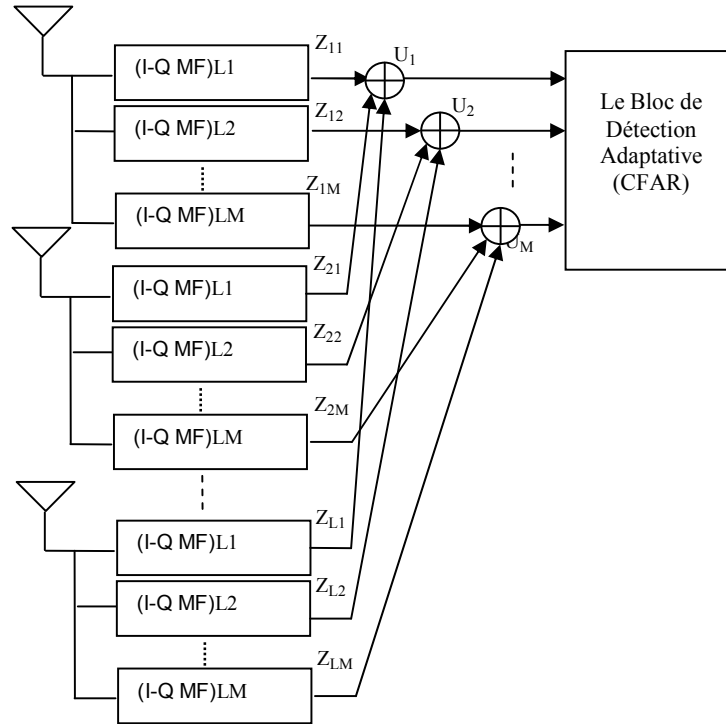


Figure 3.12 Réception par la diversité d'antennes

Le principe de ce système est que les sorties du m^{th} corrélateur de chaque antenne sont additionnées pour être employées comme des entrées du bloc de détection adaptative.

Les données additionnées U_m , $m = 1, \dots, M$ se donnent par :

$$U_m = \sum_{l=1}^L Z_{lm} \tag{3.74}$$

Comme nous l'avons déjà vu, l'acquisition peut être formulée comme un problème de test binaire, et les fonctions densité de probabilité conditionnelles des nouvelles entrées du bloc adaptatif sont données par :

$$f_U(u / H_1) = \frac{1}{\Gamma(L)2^L (1 + \mu)^L} u^{L-1} \exp\left(-\frac{u}{2(1 + \mu)}\right) \tag{3.75}$$

$$f_U(u/H_0) = \frac{1}{(2\sigma_N^2)^L \Gamma(L)} u^{L-1} \exp\left(-\frac{u}{2\sigma_N^2}\right) \quad (3.76)$$

Nous considérons le cas non homogène en utilisant l'algorithme OS-CFAR pour réaliser l'opération adaptative

La fonction de répartition de la statistique d'estimation est donnée par :

$$F_X(x) = \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} [1 - F_{M-r}(x)]^{M-r-j} [F_{M-r}(x)]^j [1 - F_r(x)]^{r-i+j} [F_r(x)]^{i-j} \quad (3.77)$$

La probabilité de détection est donnée par [22] :

$$\begin{aligned} P_d &= \Pr \{Y > TX / H_1\} \cdot \Pr \{U < TX / H_0\}^{M-1} \\ &= \Pr \left\{ X < \frac{Y}{T} / H_1 \right\} \cdot \Pr \left\{ X > \frac{U}{T} / H_0 \right\}^{M-1} \\ &= \Pr \left\{ X < \frac{Y}{T} / H_1 \right\} \cdot \left\{ 1 - \Pr \left\{ X < \frac{U}{T} / H_0 \right\} \right\}^{M-1} \end{aligned} \quad (3.78)$$

$$P_d = \int_0^{\infty} F_X\left(\frac{Y}{T}\right) \cdot f_{H_1}(y/H_1) dy \cdot \left[1 - \int_0^{\infty} F_X\left(\frac{u}{T}\right) \cdot f_{H_0}(u/H_0) dy \right]^{M-1} \quad (3.79)$$

Posons: $q = \frac{y}{T}$ et $w = \frac{u}{T}$ alors

$$P_d = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_1}(q/H_1) dq \cdot \left[1 - T \int_0^{\infty} F_X(w) \cdot f_{H_0}(w/H_0) dw \right]^{M-1} \quad (3.80)$$

Notons que:

$$F_r(x) = \frac{1}{(2\sigma_N^2)^L \Gamma(L)} \left[\frac{(L-1)!}{\left(-\frac{1}{2\sigma_N^2(1+C)}\right)^{L-1}} - \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_N^2(1+C)}x\right) \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(L-1)!}{j!} \frac{x^j}{\left(-\frac{1}{2\sigma_N^2(1+C)}\right)^{L-1}} \right] \quad (3.81)$$

$$F_{M-r}(x) = \frac{1}{2\sigma_N^2 \Gamma(L)} \left[\frac{(L-1)!}{\left(-\frac{1}{2\sigma_N^2}\right)^{L-1}} - \exp\left(-\frac{1}{2}x\right) \sum_{j=0}^{L-1} \frac{(L-1)!}{j!} \frac{x^j}{\left(-\frac{1}{2\sigma_N^2}\right)^{L-1}} \right] \quad (3.82)$$

La probabilité de fausse alarme peut être exprimé comme suit [22] :

$$P_{FA} = \frac{1}{L_p} P_{FA/H_1} + \frac{L_p - 1}{L_p} P_{FA/H_0} \quad (3.83)$$

Où :

- $L_p = \lceil L_c / M \rceil$ est le nombre d'itérations que le corrélateur les fait
- L_c est la région entière d'incertitude.
- P_{FA/H_1} est la probabilité de fausse alarme correspondante au cas où il existe une cellule selon H_1 et une autre dépasse le seuil parmi les $(M-1)$ cellules selon H_0
- P_{FA/H_0} est la probabilité de fausse alarme correspondante au cas il y a une cellule dépasse le seuil parmi les M cellules selon H_0 . Et par conséquent :

$$P_{fa/H_1} = \Pr\{Y > TX / H_0\} \cdot \Pr\{U < TX / H_1\} \cdot \Pr\{U < TX / H_0\}^{M-2} \quad (3.84)$$

$$P_{fa/H_1} = \Pr \left\{ X < \frac{Y}{T} / H_0 \right\} \cdot \left\{ 1 - \Pr \left\{ X < \frac{U}{T} / H_1 \right\} \right\} \cdot \left\{ 1 - \Pr \left\{ X < \frac{U}{T} / H_0 \right\} \right\}^{M-2} \quad (3.85)$$

et

$$\begin{aligned} P_{fa/H_0} &= \Pr \{ Y > TX / H_0 \} \cdot \Pr \{ U < TX / H_0 \}^{M-1} \\ &= \Pr \left\{ X < \frac{Y}{T} / H_0 \right\} \cdot \left\{ 1 - \Pr \left\{ X < \frac{U}{T} / H_0 \right\} \right\}^{M-1} \end{aligned} \quad (3.86)$$

En utilisant un changement de variable nous obtenons:

$$P_{fa/H_1} = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_0}(q/H_0) dq \cdot \left[1 - T \int_0^{\infty} F_X(w) \cdot f_{H_1}(w/H_1) dw \right] \cdot \left[1 - T \int_0^{\infty} F_X(w) \cdot f_{H_0}(w/H_0) dw \right]^{M-2} \quad (3.87)$$

$$P_{fa/H_0} = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_0}(q/H_0) dq \cdot \left[1 - T \int_0^{\infty} F_X(w) \cdot f_{H_0}(w/H_0) dw \right]^{M-1} \quad (3.88)$$

Les formules de la probabilité et de fausse alarme sont très compliquée à calculer, alors les courbes sont obtenues par simulation après le calcul de la constante multiplicative T .

D'après [4] le temps d'acquisition du système proposé est donné par:

$$\begin{aligned} \bar{T}_{acq} &= NT_c \left[\left(\frac{1}{P_d} \right) \left\{ 1 + ((1 - P_d) + P_{fa/H_1})(1 + KP_{fa/H_0})(L_p - 1) + KP_{fa/H_1} \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2}(1 + KP_{fa/H_0})(L_p - 1) \right] \end{aligned} \quad (3.89)$$

L'amélioration des performances obtenues par l'utilisation du détecteur OS-CFAR et la diversité d'antennes est démontrée pour des différents cas.

De la figure (3.13), nous pouvons voir que la diversité d'antenne offre une amélioration substantielle de performance de détection, où il y a une augmentation intéressante de la probabilité de la détection suivant la variation du nombre d'antennes L .

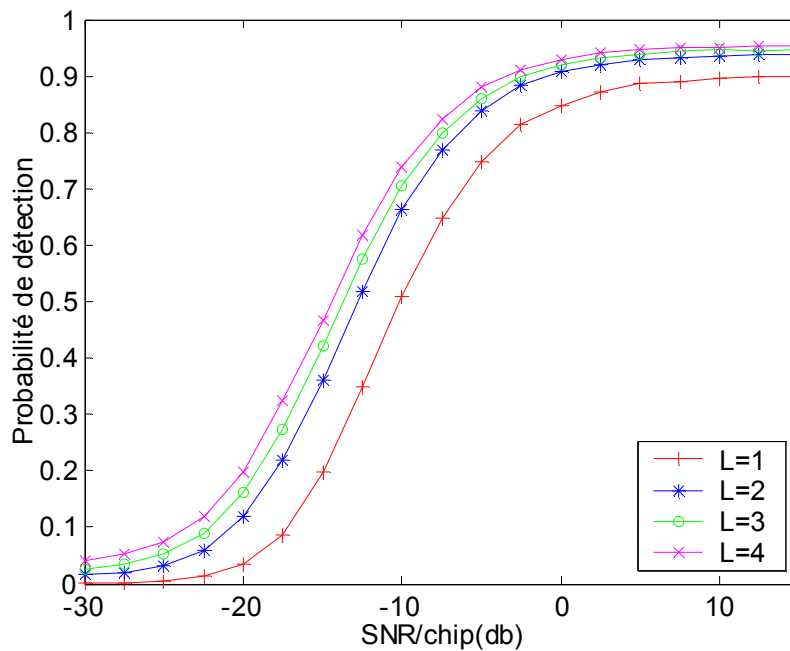


Figure 3.13 Probabilités de Détection pour des différents nombres d'antennes (L), $U=5$, $P=2$, $M=16$

La figure 3.14 montre que l'accroissement du nombre d'antennes présente une robustesse considérable contre les trajets multiples ce qui donne une bonne performance de détection.

La figure 3.15 représente la probabilité de la détection pour des différentes valeurs de M , le nombre des corrélateurs, qui est également le nombre de fenêtres d'algorithme OS-CFAR. Cette figure montre l'effet de l'augmentation du nombre des corrélateurs ainsi que le nombre des antennes où l'augmentation de la probabilité de la détection est très remarquable.

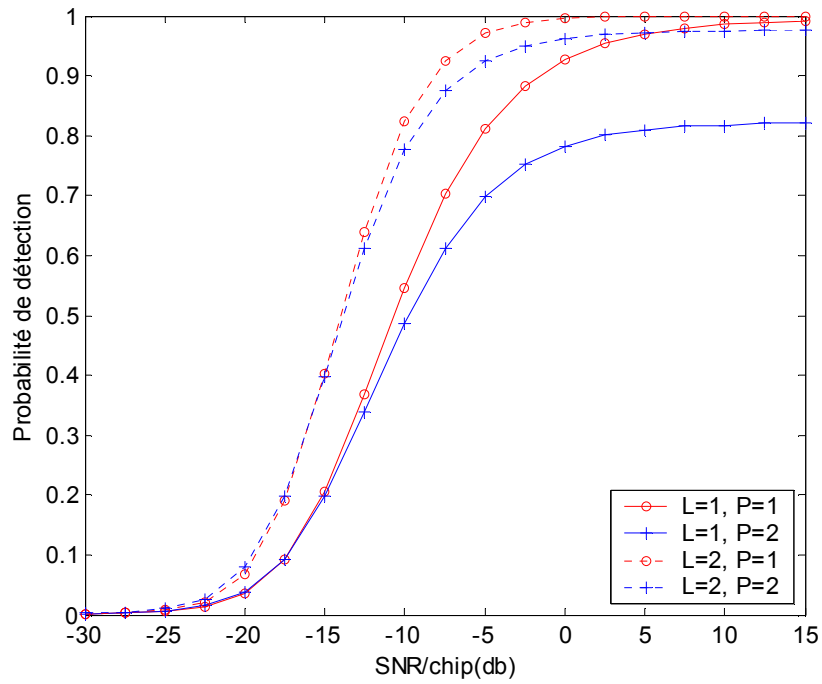


Figure 3.14 Probabilité de Détection pour des différents nombres d'antennes (L) et trajets (P)

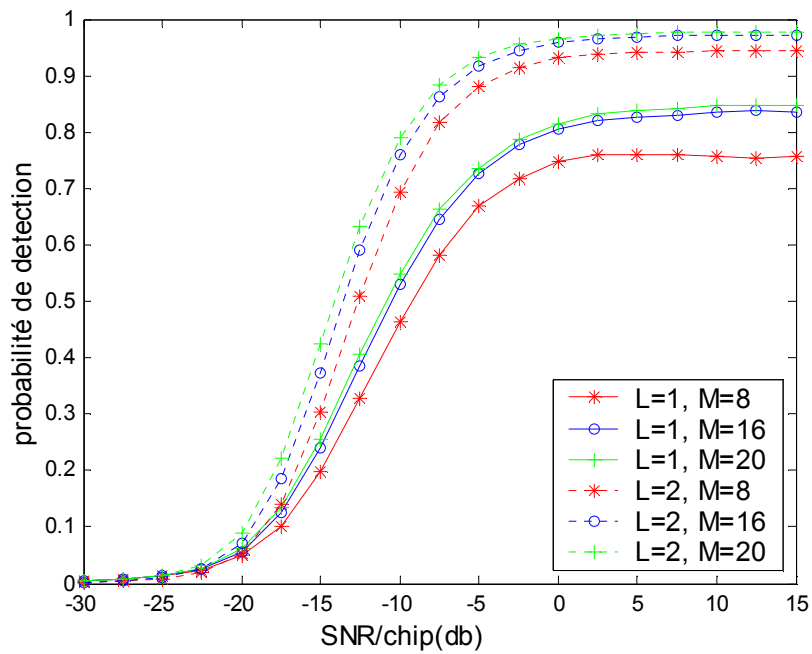


Figure 3.15 Probabilité de Détection pour des différents nombres d'antennes (L) et M

Les performances du temps d'acquisition sont représentées par les figures (3.16), (3.17) et (3.18) où nous constatons d'une manière claire l'effet remarquable de l'utilisation de la combinaison entre la détection adaptative qui est représentée par L'OS-CFAR et la diversité d'antennes en réception.

D'après ces figures, dès que L le nombre des antennes croît le temps moyen d'acquisition est moins long. Ceci est de fait que les M corrélateurs pour chaque antenne travaillent en parallèle, c-à-d que M cellules sont recherchées en même temps. Ainsi le système prend L_p itérations pour rechercher la région totale d'incertitude.

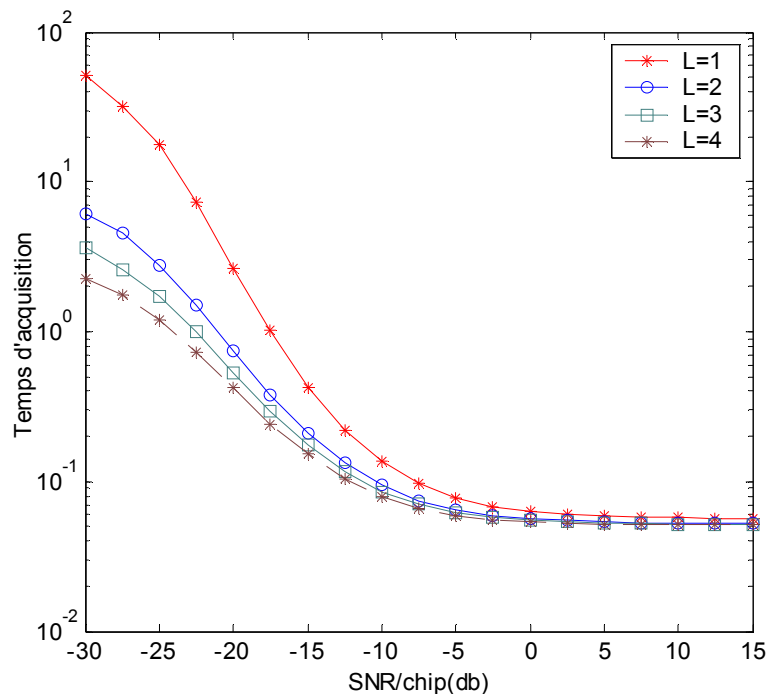


Figure 3.16 le temps d'acquisition pour des différents nombres d'antennes (L)

Puisque $L_p = \left\lceil \frac{L_c}{M} \right\rceil$, alors le nombre des corrélateur qui est également le nombre des cellules

de référence joue un effet essentiel sur les performances du temps moyen d'acquisition ce qui est représenté par la figure (3.17).

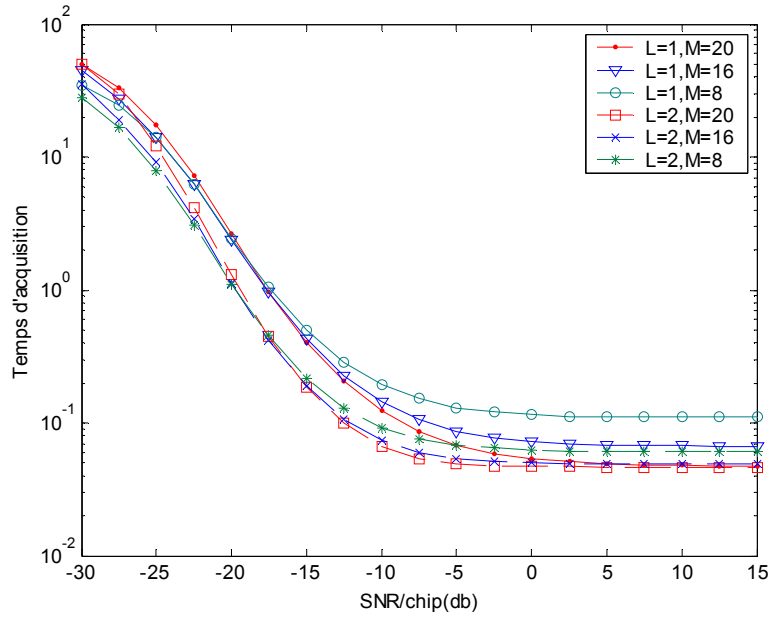


Figure 3.17 le temps d'acquisition pour des différentes Valeurs de L et M

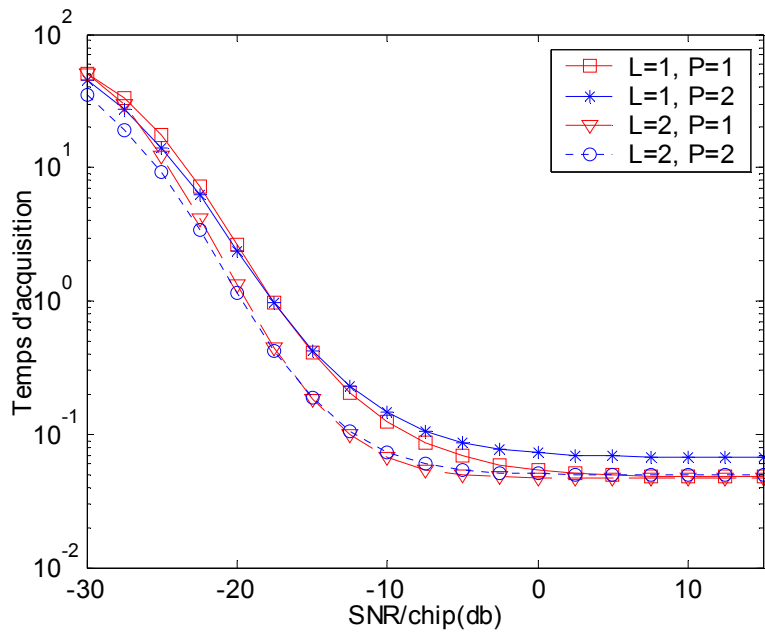


Figure 3.18 le temps d'acquisition pour des différentes Valeurs de L et P (path)

7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons traité le processus d'acquisition de la séquence PN dans des environnements homogène et non homogènes ayant un évanouissement en utilisant la détection adaptative.

Nous avons d'abord donnée une modélisation du système DS-CDMA en décrivant les statistiques au niveau du récepteur. Ensuite nous avons calculé les expressions mathématiques des probabilités de détection et de fausse alarme pour les détecteurs CA-CFAR et l'OS-CFAR.

Nous avons montré que les performances du détecteur CA-CFAR sont supérieures dans un environnement homogène. Par contre dans le cas non homogène, il souffre d'une manière significative. Alors le détecteur OS-CFAR a présenté une robustesse par rapport au CA-CFAR en présence des interférences.

Nous avons introduit aussi l'utilisation de la diversité d'antenne à la réception pour combattre l'effet négatif des trajets multiples.

Chapitre IV

Conclusion générale

4.1 CONCLUSION

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

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

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

Dans le chapitre 1 nous donnons les notions de base du canal et ces problématiques (par exemple le phénomène des trajets multiples) qui ont un effet très important sur la qualité de communication.

Dans le chapitre 2 nous avons d'abord présenté les trois principales techniques de multiplexage utilisées dans les systèmes radio mobiles, FDMA (Frequency Division Multiple Access), TDMA (Time Division Multiple Access) et CDMA (Code Division Multiple Access). Ensuite nous avons introduit le principe de l'acquisition initiale de la séquence PN et le principe de quelques critères de décision qui se basent sur un seuil fixe. Finalement nous avons introduit le principe des détecteurs CFAR en présentant ces différentes structures.

Le chapitre 3 a été consacré à l'analyse des performances de l'acquisition initiale de la séquence pseudo aléatoire en considérant des canaux homogènes et non homogènes. Nous avons effectué notre étude sur la base de deux détecteurs adaptatifs que sont le CA-CFAR et l'OS CFAR

En début nous considérons la réception par une seule antenne où nous avons développé les expressions mathématiques des probabilités de fausse alarme et de détection des détecteurs dans les deux cas homogène et non homogènes avec ces simulations et nous avons démontré que le CA-CFAR est meilleur dans le cas homogène (absence des interférences) que l'OS-CFAR mais l'homogénéité du canal de propagation n'est pas garantie à cause des effets des

interférences multi accès qui sont modélisés d'après le théorème de la limite centrale par un bruit Gaussien.

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

Pour résoudre ce problème nous avons exploité la diversité d'antenne en réception en utilisant L'OS-CFAR. Nous avons démontré que cette combinaison donne des bonnes performances afin de diminuer l'effet de non homogénéité et de réduire l'effet des trajets multiples.

4.2 SUGGESTIONS POUR DES TRAVAUX DE RECHERCHE FUTURS

Nous avons considéré dans notre étude un seul détecteur adaptatif pour chaque antenne. Il serait intéressant de traiter le problème d'acquisition adaptative en utilisant un algorithme CFAR pour chaque antenne en appliquant les règles de fusion.

Il serait aussi intéressant de traiter le processus d'acquisition basé sur les autres stratégies de recherche (parallèle, multidwell)

L'utilisation des autres structures CFAR basées sur l'ordonnance des échantillons tel que le Trimmed mean-CFAR serait souhaitable

Références

RÉFÉRENCES

- [1] A. J Viterbi, « CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication », Reading MA: Addison-Wesley, 1995.
 - [2] N. Benvenuto and G. Cherubini « Algorithms for Communications Systems and their Applications », Wiley Canada, 2005
 - [3] T.A. Wysocki, B.Honary and B. J. Wysocki, « Signal Processing for Telecommunications and Multimedia », Springer Science + Business Media, Boston 2005
 - [4] Y Gong et G Hu, « Adaptive Acquisition Using Exicion CFAR Detector in Multipath Fading Mobile Channels”, Electronics letters, 4th March 2004, Vol. 40, NO. 5.
 - [5] D. M. Dicarlo and C.L. Weber, « Multiple Dwell Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition », IEEE Transactions on Communication, Vol .COM-31,NO. 5, May 1983.
 - [6] D. Roddy, « Satellite communications », Third edition. McGraw-Hill Companiers United States of America 2001
 - [7] K.S. Marvin and M.S. Alouini, « Digital Communication over Fading Channels », second edition, WILEY INTERCIENCE, Canada, 2005
 - [8] J. G.Proakis., « Digital Communication », McGraw-Hill, Inc, 1995.
 - [9] Z. B. Dutrisac « conception d’un émetteur-récepteur utilisant la technologie à bande ultra large », projet de fin d’études soumis comme condition partielle à l’obtention du diplôme de baccalauriat en ingénierie, école polytechnique de Montréal, Canada, 21/09/00
 - [10] D. T. Magill, F. D. Natali, G. P. Edwards, « Spread Spectrum Technology for Commercial Applications », IEEE proceeding, Vol.82, NO.4. APRIL 1994.
-

- [11] A. Polydoros, and C. L. Weber «A Unified Approach To Serial Search Spread Spectrum Code Acquisition Part I: General Theory », IEEE Transaction on Communications, Vol Com-32, No. 5, May 1984.
 - [12] L.L. SCHARF , « Invariant Gauss-Gauss Detection », IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-19, No. 4, July 1973 pp 422-427
 - [13] H. G. Kim, L. Song,S. Y. Kim, J. H. Lee,and S. C. Kim, «Adaptive Code Acquisition Using A GO-CFAR Processor in DS/CDMA System »,TENCON99,Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, Vol 1, 15-17, Sept1999, pp542-545.
 - [14] D. A. Shnidman, « Radar Detection Probabilities and Their Calculation », IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems VOL. 31, NO. 3 , July 1995
 - [15] P.P. Gandhi and S.A. Kassam « Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background », IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems vol. 24 No. 4 July 1988, pp.427-445
 - [16] M. Barkat, Signal Detection and Estimation, Second Edition, Artech House, Boston, September 2005
 - [17] F. de coulon «Théorie et traitement des signaux » Dunod 1984.
 - [18] M.Barkat and S. D. Himonas and P. K. Varshney, « CFAR detection for multiple target situ-ation», IEE Proceedings, Vol. 136, PP.193-209, 1989.
 - [19] H. S. Oh, Han, D. S. and C. J. Kim, «Adaptive Double Dwell PN Code Acquisition in Direct Sequences Spread Spectrum Systems », MILCOM 2000, Volume 1, No. 1, pp. 139-143, Los Angles, CH, USA, October 2000.
 - [20] R. A. Warsi and A. K. Chaturvedi,«A new Adaptive Serial Search PN Code Acquisition Scheme for DS-CDMA Systems », IEEE International Conference on Personal Wireless Communications, 17-20, Dec 2000, Pages 245-248.
 - [21] H.S Oh, D.S Han, « An adaptive double-dwell PN code acquisition system in DS-CDMA communications », Elsevier Signal Processing 85, 12 May 2005. pp2327–2337
-

- [22] Yang L. L. and L. Hanzo, « Serial Acquisition of DS-CDMA Signals in multipath Fading Mobile Channels », IEEE Trans.on Vehicular Technology, Vol.50, No.2, pp. 617-625, March 2001
- [23] E. A. Sourour, S.C. Gupta, « Direct-Sequence Spread Spectrum Parallel Acquisition in a Fading Mobile Channel », IEEE Transactions of Communications, Vol. COM-38, NO.7, July 1990
- [24] M.Shor and N.Levanon, « Performances of Order Statistics CFAR », IEEE trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 27, No.2 March 1991, pp.214-224.
- [25] C. J. Kim, H. J. Lee, «Adaptive Acquisition of PN Sequences for DSSS Communication» IEEE Transaction on Communication, Vol 46. No.8. August 1998, PP 993-996
- [26] Oh H. S., Lim C. H and D. S. Han, « Adaptive Hybrid PN Code Acquisition With Antenna Diversity in DS-CDMA Systems », IEICE Transaction Communication. Vol E85-B. No. 4.PP. 716-722. April 2002.
- [27] L. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, « Table of Integrals »,Series and products, Fifth edition, Alain Jeffrey editor, Academic Press, USA, 1994.
- [28] H. Rohling,«Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations», IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems,Vol. 19, PP.608-621,July 1983.
- [29] M. B. El Mashade, “ Performance analysis of the OS family of CFAR schemes with incoherent integration of M-pulses in the presence of interferes”, IEE Proceedings Radar, Sonar, Navigation, Volume 145, No. 3, June 1998 , pp. 181-190
- [30] R. Wrede, M.R. SPIEGEL, « Theory and Problems of Advanced Calculus », Second edition. McGraw-Hill Companiers, United States of America 2002.
- [31] S. Tabbane, « Réseaux mobiles »,deuxième édition. Edition HERMES, Paris, 1997.
- [32] J. H. L Linatti, « On the Threshold Setting Principles in Code Acquisition of DS-SS Signals », IEEE. Journal on Selected Areas in Communications, Volume 18, No. 1, January 2000.
-

- [33] B. Wang, H. M. Kwon, « PN Code Acquisition using smart antenna for DS-CDMA Wir-eless communications », MILCOM 2000-IEEE, Military Communications Conference. No. 1, October 2000, pp821-825
- [34] R.R. Rick and L.B. Milstein, « Parallel Acquisition of Spread-Spectrum Signals with Antenna Diversity », IEEE Trans.Commun., Vol.45, No.8, Aug.1997,pp.903-905
- [35] B. Sklar, « Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I:- Characterization », IEEE Communications Magazine, Vol. 35, Issue. 7, July1997, pages 90-100.
- [36] Cho, C. M. and Barkat, M. “ Moving ordered statistics CFAR detection for non-homogeneous backgrounds”, IEE Proc., Part F, Vol.140, No. 5, Oct. 1993,pp 284-290
- [37] A. R. Elias-Fuste, M. G de M. G de Mercado and E. R Davo, « Analysis of some modified order statistic CFAR : OSGO-and OSSO-CFAR»,IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol.26, PP.197-202. January 1990.
- [38] R.L. Picholtz, D.L. Scilling and L. B. Milstein, « Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial », IEEE Transactions on Communications, Vol.COM-30, NO.5, May 1982
- [39] W.L. ROOT, An Introduction to the Theory of the Detection of Signals in Noise Proceedings of the IEEE, Vol. 58. No. 5. May 1970 .pp 610-623
-

Annexes



Annexe A

Cet *Annexe A* est consacrée à la définition des principales fonctions et distributions utilisées dans ce mémoire.

A.1 LA FONCTION GAMMA

La fonction Gamma notée $\Gamma(n)$, est définie par

$$\Gamma(n) = \int_0^{\infty} x^{n-1} \exp(-x) dx \quad (\text{A1})$$

qui est convergente pour $n > 0$.

Son expression obéit à la formule de récurrence

$$\Gamma(n+1) = n\Gamma(n) \quad (\text{A2})$$

En particulier si n est un entier positif, alors

$$\Gamma(n+1) = n! \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{A3})$$

A.2 LA FONCTION BETA

La fonction Beta notée $B(m, n)$, est définie par

$$B(m, n) = \int_0^1 x^{m-1} (1-x)^{n-1} dx \quad (\text{A4})$$

qui est convergente pour $m > 0$. $n > 0$.

Elle est reliée par la fonction Gamma par

$$B(m, n) = \frac{\Gamma(m)\Gamma(n)}{\Gamma(m+n)} \quad (\text{A5})$$

A.3 DISTRIBUTION DE GAUSS

La densité de probabilité de cette distribution s'exprime:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right)$$

où m et σ sont respectivement la moyenne et l'écart-type

A.4 DISTRIBUTION UNIFORME

Une variable aléatoire X est dite distribuée uniformément sur $a \leq x \leq b$ si sa densité de probabilité est

$$f(x) = \begin{cases} 1/(b-a) & a \leq x \leq b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{A6})$$

et la distribution est dite uniforme.

A.5 DISTRIBUTION GAMMA

Une variable aléatoire X présente une distribution gamma si sa densité de probabilité s'exprime

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\beta^\alpha \Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} \exp\left(\frac{-x}{\beta}\right) & x > 0 \\ 0 & x \leq 0 \end{cases} \quad (\alpha, \beta > 0) \quad (\text{A7})$$

La moyenne et la variance sont donnée par $m = \alpha\beta$ et $\sigma^2 = \alpha\beta^2$

Annexe B

Démonstration de l'équation (3.31) :

D'après l'équation (3.30)

$$\begin{aligned}
 \bar{T}_{\text{acq}} &= \sum_{n,j,k} T_{\text{acq}}(n, j, k) P(n, j, k) \\
 &= \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^K \frac{1}{N} C_k^K P_d (1 - P_d)^j P_{\text{fa}}^K (1 - P_{\text{fa}})^{K-k} (n T_i + j N T_i + k T_{\text{fa}}) \\
 &= \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{N} P_d (1 - P_d)^j \sum_{k=0}^K C_k^K P_{\text{fa}}^K (1 - P_{\text{fa}})^{K-k} (n T_i + j N T_i + k T_{\text{fa}})
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Nous utilisons les identités suivantes de la distribution binomiale.

$$\begin{aligned}
 \sum_{k=0}^K C_k^K P_{\text{fa}}^K (1 - P_{\text{fa}})^{K-k} &= 1 . \\
 \sum_{k=0}^K K C_k^K P_{\text{fa}}^K (1 - P_{\text{fa}})^{K-k} &= K P_{\text{fa}} .
 \end{aligned}$$

Alors (A.1) devient :

$$\bar{T}_{\text{acq}} = \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{N} P_d (1 - P_d)^j (n T_i + j N T_i + K T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \tag{B.2}$$

Nous remplaçons K par sa valeur : $n + jN - j - 1$, alors:

$$\begin{aligned}
 n T_i + j N T_i + K T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} &= n T_i + j N T_i + (n + jN - j - 1) T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} \\
 &= n(T_i + T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) - T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} + j(N T_i + (N - 1) T_{\text{fa}} P_{\text{fa}})
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

La substitution de l'équation (A.3) dans (A.2) donne.

$$\bar{T}_{\text{acq}} = \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{N} P_d (1 - P_d)^j (n(T_i + T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) - T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} + j(N T_i + (N - 1) T_{\text{fa}} P_{\text{fa}})) \tag{B.4}$$

Prenons les identités suivantes

$$\begin{aligned}
 \sum_{j=0}^{\infty} P_d (1 - P_d)^j &= 1 . \\
 \sum_{j=0}^{\infty} j P_d (1 - P_d)^j &= \frac{1 - P_d}{P_d} .
 \end{aligned}$$

L'équation (A.4) s'écrit de la manière suivante.

$$\begin{aligned}\bar{T}_{\text{acq}} &= \sum_{n=1}^N \frac{1}{N} \left[n(T_i + T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) - T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} + \left[\frac{1-P_d}{P_d} \right] (NT_i + (N-1)T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \right] \\ &= \frac{1}{N} \left[(T_i + T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \sum_{n=1}^N n - \sum_{n=1}^N \left[T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} + \left[\frac{1-P_d}{P_d} \right] (NT_i + (N-1)T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \right] \right]\end{aligned}\quad (\text{B.5})$$

Sachant que. $\sum_{n=1}^N n = \frac{(N+N^2)}{2}$, et $\sum_{n=1}^N (C) = N(C)$, (C) est une constante.

Alors (A.5) devienne:

$$\begin{aligned}\bar{T}_{\text{acq}} &= \left[(T_i + T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \frac{N+1}{2} - T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} + \left[\frac{1-P_d}{P_d} \right] (NT_i + (N-1)T_{\text{fa}} P_{\text{fa}}) \right] \\ &= \left[T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} \left(\frac{N+1}{2} + (N-1) \left[\frac{1-P_d}{P_d} \right] \right) + T_i \left(\frac{N+1}{2} + N \left[\frac{1-P_d}{P_d} \right] \right) \right] \\ &= \left[(N-1)T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} \left[\frac{2-P_d}{2P_d} \right] + T_i \left[\frac{2N + (-P_d)(N-1)}{2P_d} \right] \right] \\ &= \left[(N-1)T_{\text{fa}} P_{\text{fa}} \left[\frac{2-P_d}{2P_d} \right] + T_i \left[\frac{2N + (2-2-P_d)(N-1)}{2P_d} \right] \right]\end{aligned}$$

L'expression finale du temps moyen d'acquisition sera.

$$\bar{T}_{\text{acq}} = (N-1)(T_i + P_{\text{fa}} T_{\text{fa}}) \left(\frac{1}{P_d} - \frac{1}{2} \right) + \frac{T_i}{P_d} \quad (\text{B.6})$$

Sachant que T_{fa} présente le temps de pénalité lié à la probabilité de fausse alarme et sa valeur égale $K_{\text{fa}} T_i$ ($K_{\text{fa}} \gg 1$), T_i est le temps nécessaire pour aboutir à une statistique de décision et sa valeur vaut NT_C si nous effectuons une autocorrélation complète sur toute la période de la séquence qui égale à N . L'équation (A.6) devienne

$$\bar{T}_{\text{acq}} = NT_C \left[(N-1)(1 + P_{\text{fa}} K_{\text{fa}}) \left(\frac{1}{P_d} - \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{P_d} \right] \quad (\text{B.7})$$

Annexe C

DEMONSTRATION DE LA FORMULE (3.24).

Nous avons:

$$f_Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} f_Z(z/\alpha, H_1) f_\alpha(\alpha) d\alpha \quad (C.1)$$

Sachant que :

$$f_Z(z/\alpha, H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{m^2+z}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha m\sqrt{z}}{\sigma_N^2}\right)$$

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma^2}\right)$$

$$f_Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \frac{2\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{m^2+z}{2\sigma_N^2}\right) \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha m\sqrt{z}}{\sigma_N^2}\right) d\alpha \quad (C.2)$$

$$\text{avec } m^2 = \frac{9}{16}\alpha^2$$

$$\text{posons } W^2 = \frac{9}{16} \text{ alors } m^2 = W^2\alpha^2$$

donc

$$f_Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} \frac{\alpha}{\sigma_N^2\sigma^2} \exp\left(-\frac{W^2\alpha^2+z}{2\sigma_N^2}\right) \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha W\sqrt{z}}{\sigma_N^2}\right) d\alpha \quad (C.3)$$

posons : $\alpha^2 = B$ alors $d\alpha = \frac{dB}{2\alpha}$, l'équation (C.2) devienne :

$$f_Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2\sigma^2} \exp\left(-\frac{BW^2+z}{2\sigma_N^2}\right) \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma^2}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{W^2Bz}{4\sigma_N^4}}\right) d\alpha \quad (C.4)$$

Nous effectuons des changements de variables pour arriver à mettre l'équation (C.3) sous la forme suivante :

$$\int_0^{+\infty} e^{-\lambda t} e^{-pt} I_0(2\sqrt{tz}) dt = \frac{1}{p+\lambda} e^{\frac{z}{p+\lambda}} \quad (C.5)$$

Nous démontrons ultérieurement l'égalité (C.4)

Posons : $t = \frac{W^2 B}{4 \sigma_N^4} \Rightarrow dB = \frac{4 \sigma_N^4}{W^2} dt$

$$f^Z(z/H_1) = \int_0^{+\infty} \frac{4 \sigma_N^4}{2 \sigma_N^2 \sigma^2 W^2} \exp(-2 \sigma_N^2 t) e\left(-\frac{z}{2 \sigma_N^2}\right) \exp\left(-\frac{4 \sigma_N^4}{W^2 \delta^2} t\right) I_0(2 \sqrt{tz}) dt$$

$$= \frac{2 \sigma_N^2}{\sigma W^2} e\left(-\frac{z}{2 \sigma_N^2}\right) \left[\int_0^{+\infty} \exp(-2 \sigma_N^2 t) e\left(-\frac{4 \sigma_N^4}{W^2 \delta^2} t\right) I_0(2 \sqrt{tz}) dt \right]$$

(C.6)

Posons $\lambda = 2 \sigma_N^2$ et $p = \frac{4 \sigma_N^4}{W^2 \sigma^2}$.

$$f^Z(z/H_1) = \frac{p}{\lambda} e^{-\frac{z}{\lambda}} \left[\int_0^{+\infty} e^{-\lambda t} e^{-pt} I_0(2 \sqrt{tz}) dt \right]$$

(C.7)

D'après (C.4), la formule (C.6) devienne :

$$f^Z(z/H_1) = \frac{p}{\lambda} e^{-\frac{z}{\lambda}} \frac{1}{p+\lambda} e^{\frac{z}{p+\lambda}} = \left[\frac{p}{\lambda(p+\lambda)} e^{-\frac{pz}{\lambda(p+\lambda)}} \right]$$

(C.8)

Nous remplaçons les paramètres p et λ par leurs expressions citées ci-dessus.

$\frac{p}{\lambda(p+\lambda)} = \frac{1}{(2 \sigma_N^2 + W^2 \delta^2)}$. Alors (C.7) devienne comme suite :

$$f^Z(z/H_1) = \left[\frac{1}{(2 \sigma_N^2 + W^2 \delta^2)} e^{-\frac{1}{(2 \sigma_N^2 + W^2 \delta^2)} z} \right]$$

(C.9)

Nous utilisons les notions de la transformée de Laplace pour démontré l'égalité (C.4).

$$h(t) \xrightarrow{\text{TP : Transformé de Laplace}} F(p) = \int_0^{+\infty} h(t) e^{-pt} dt$$

(C.10)

$$F(p+\lambda) = \int_0^{+\infty} h(t) e^{-(p+\lambda)t} dt = \int_0^{+\infty} h(t) e^{-p t} e^{-\lambda t} dt.$$

$$h(t) e^{-\lambda t} \xrightarrow{\text{T}} F(p+\lambda) \quad (\text{C.11})$$

Le premier terme de l'égalité (A.I.3) égal :

$$\int_0^{+\infty} e^{-\lambda t} e^{-p t} I_0(2\sqrt{tz}) dt = TP \left[e^{-\lambda t} I_0(2\sqrt{tz}) \right] = F(p+\lambda), \text{ sachant que } F(p) \text{ dans ce cas égale à : } F(p) = TP \left[I_0(2\sqrt{tz}) \right]$$

Nous avons la relation suivante :

$$I_V(t) = j^{-V} J_V(jt) \Rightarrow I_0(t) = J_0(jt). \quad (\text{C.12})$$

$J_V(.)$: Fonction de Bessel d'ordre V .

I_V : Fonction de Bessel modifiée de premier degré et d'ordre $I_V(.)$

Nous avons

$$J_0(t) \xrightarrow{\text{T}} \frac{1}{\sqrt{p^2+1}}$$

$$h(t) = J_0(2\sqrt{zt}) \xrightarrow{\text{T}} H(p) = \frac{1}{p} e^{-\frac{z}{p}} \quad (\text{C.13})$$

on peut écrire : $I_0(2\sqrt{tz}) = J_0(j2\sqrt{tz}) = J_0(2\sqrt{j^2 tz})$

$$h(j^2 t) = J_0(2\sqrt{j^2 tz}) \longrightarrow \frac{1}{j^2} H\left(\frac{p}{j^2}\right) = -H(-p) \quad (\text{C.14})$$

$$= -\frac{1}{(-p)} \exp\left(\frac{z}{(-p)}\right) = F(p)$$

Finalement $F(p + \lambda)$ s'écrit :

$$F(p+\lambda) = \frac{1}{p+\lambda} e^{\frac{z}{p+\lambda}}$$

Annexe D

DEMONSTRATION DE L'EQUATION (3.49)

Considérant l'équation (3.47)

$$P_{fa} = \frac{1}{2\sigma_N^2} k \binom{M}{k} \int_0^{\infty} \left[\exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right) \right]^{M-k+1+T} \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right) \right]^{k-1} dx \quad (D.1)$$

Posons $t = \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)$ c-à-d $x = -2\sigma_N^2 \ln(t)$, alors $dx = 2\sigma_N^2 \cdot \frac{dt}{t}$

L'équation (D.1) devient

$$P_{fa} = -k \binom{M}{k} \int_1^0 t^{-1} t^{M-k+1+T} [1-t]^{k-1} dt$$

$$P_{fa} = -k \binom{M}{k} \int_1^0 t^{(M-k+1+T)-1} [1-t]^{k-1} dt \quad (D.2)$$

Posons $\lambda = M - k + 1 + T$ alors (D.2) devient

$$P_{fa} = -k \binom{M}{k} \int_1^0 t^{\lambda-1} [1-t]^{k-1} dt$$

(D.2)

nous faisons un changement des bornes de l'intégrale de l'équation (D.2) pour obtenir la forme de la fonction Beta qui est définie par A.4

Donc

$$P_{fa} = k \binom{M}{k} \int_0^1 t^{\lambda-1} [1-t]^{k-1} dt \quad (D.3)$$

en utilisant (A.5) nous obtenons

$$P_{fa} = k \binom{M}{k} \frac{\Gamma(\lambda)\Gamma(k)}{\Gamma(\lambda+k)} \quad (D.4)$$

Finalement

$$P_{fa} = k \binom{M}{k} \frac{\Gamma(M-k+1+T)\Gamma(k)}{\Gamma(M+1+T)} \quad (D.5)$$

Annexe E**DEMONSTRATION DE L'EQUATION (3.70)**

$$P_d = T \int_0^{\infty} F_X(q) \cdot f_{H_1}(Tq/H_1) dq \quad (\text{E.1})$$

avec :

$$f_{H_1}(Tq/H_1) = \frac{1}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \exp\left(-\frac{Tq}{2\sigma_N^2(1+\mu)}\right) \quad (\text{E.2})$$

$$F_X(q) = \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} [1 - F_{M-r}(q)]^{M-r-j} [F_{M-r}(q)]^j [1 - F_r(q)]^{r-i+j} [F_r(q)]^{i-j} \quad (\text{E.3})$$

sachant que

$$F_{M-r}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2}\right)$$

$$F_r(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_N^2(1+C)}\right)$$

$$F_X(q) = \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} \times \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2}\right) \right]^{M-r-j} \left[1 - \exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2}\right) \right]^j \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \right]^{r-i+j} \left[1 - \exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \right]^{i-j} \quad (\text{E.4})$$

En utilisant l'égalité suivante

$$\left(1 - \exp\left(\frac{q}{\lambda}\right)\right)^j = \sum_{s=0}^j (-1)^s \binom{j}{s} \exp\left(-\frac{z}{\lambda} s\right) \quad (\text{E.5})$$

$$\begin{aligned}
F_X(q) &= \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} \sum_{s_1}^j \sum_{s_2}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \\
&\times \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2}\right) \right]^{M-r-j} \exp\left(-\frac{qs_1}{2\sigma_N^2}\right) \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \right]^{r-i+j} \exp\left(-\frac{qs_2}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \quad (\text{E.6})
\end{aligned}$$

alors

$$\begin{aligned}
P_d &= \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} \sum_{s_1}^j \sum_{s_2}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \\
&\times \int_0^\infty \left\{ \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2}\right) \right]^{M-r-j} \exp\left(-\frac{qs_1}{2\sigma_N^2}\right) \left[\exp\left(-\frac{q}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \right]^{r-i+j} \right. \\
&\quad \left. \exp\left(-\frac{qs_2}{2\sigma_N^2(1+C)}\right) \exp\left(-\frac{Tq}{2\sigma_N^2(1+\mu)}\right) dq \right\} \quad (\text{E.7})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_d &= \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \sum_{i=k}^M \sum_{j=J_1}^{J_2} \binom{r}{i-j} \binom{M-r}{j} \sum_{s_1}^j \sum_{s_2}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \\
&\times \int_0^\infty \exp\left(-q \left(\frac{M-r-j}{2\sigma_N^2} + \frac{s_1}{2\sigma_N^2} + \frac{s_2}{2\sigma_N^2(1+C)} + \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} + \frac{r-i+j}{2\sigma_N^2(1+C)} \right)\right) dq \quad (\text{E.8})
\end{aligned}$$

Finalement

$$\begin{aligned}
P_d &= \frac{T}{2\sigma_N^2(1+\mu)} \sum_{i=k}^M \sum_{j=k}^{J_i} \binom{M-r}{j} \binom{r}{i-j} \\
&\times \sum_{s_1=0}^j \sum_{s_2=0}^{i-j} (-1)^{s_1+s_2} \binom{j}{s_1} \binom{i-j}{s_2} \frac{2\sigma_N^2(1+C)(1+\mu)}{\left((M-r-j+s_1)(1+C)(1+\mu) + (s_2+r-i+j)(1+\mu) + T(1+C)\right)} \quad (\text{E.9})
\end{aligned}$$