

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MENTOURI DE CONSTANTINE
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° d'ordre :

Série :

THESE

Présentée pour obtenir le diplôme de DOCTORAT EN SCIENCES

**L'ANALYSE DU SYSTEME D'ACQUISITION MULTI-PORTEUSE A
SEQUENCE DIRECTE (MC-DS-CDMA) DANS UN CANAL RAYLEIGH**

OPTION

MICRO-ONDES

PAR

IKHLEF ISMAHENE

Devant le jury :

Président :	M. BENSLAMA	Prof	Université de Constantine
Rapporteur :	F.SOLTANI	Prof	Université de Constantine
Examineur :	M. BENYOUCEF	Prof	Université de Batna
	Z. HAMMOUDI	Prof	Université de Constantine
	A. MEZAACHE	M.C	Université de M'sila
Invité :	A.SAID	Prof	Université d'AL AIN(UAE)

Les systèmes à étalement de bande permettent une transmission d'information malgré des perturbations intenses, ceux-ci ont été principalement développés dans le contexte d'application militaire en raison de leur immunité naturelle aux interférences et de leur aptitude à assurer des communications confidentielles qui défavorise en plus toute tentative d'interception et de brouillage. Cette technique a ouvert de nouvelles perspectives dans le monde de la communication notamment le procédé de multiplexage ou accès multiple plus précisément l'accès multiple à répartition de code qui permet à plusieurs utilisateurs d'utiliser le même canal simultanément et à haut débit se ce sont les systèmes dits de troisième génération (3G), cette technique de partage doit être mise en œuvre sans créer d'interférence nuisible aux performances des systèmes de communication

Nous proposons dans notre travail l'analyse du système de communication DS - CDMA multi - porteuse pour un canal fading à évanouissement selon une loi Rayleigh. On a trouvé que l'utilisation de plusieurs porteuses permet de diminuer les interférences (MAI) à force que le nombre de ces porteuses augmente ainsi que le temps d'acquisition. Les calculs de probabilité de détection et de fausse alarme ont été développés pour deux types de combinaison, la combinaison à gain égal et la combinaison sélective. Les résultats montrent que le système proposé donne de meilleurs résultats en utilisant la combinaison à gain égal par rapport au système MC - DS - CDMA qui utilise la combinaison sélective.

Le système proposé est comparé avec un système DS - CDMA simple porteuse pour un canal Rayleigh fading pour les deux types de combinaison. Les résultats montrent aussi que le système MC - DS - CDMA est plus performant que le système SC - DS - CDMA pour la combinaison à gain égal, par contre les performances des deux systèmes s'égalisent pour la combinaison sélective ce qui montre que le système multi - porteuse utilisant la combinaison à gain égal est robuste à l'effet fading.

The problem of allowing multiple users to simultaneously access a channel without causing an undue amount of degradation in the performance of any individual user is a classical problem in communication systems.

The two most common access techniques are; the frequency division multiple access (FDMA), and the time division multiple access (TDMA), which attempt to solve the problem by spreading the signal in frequency and time respectively.

For instance, in the FDMA access scheme the inter-modulation problem will be the most generated difficulty. However, In the TDMA access scheme the inter-modulation problem does not exist, but an accurate synchronization of all the users becomes of paramount importance during the system design.

Furthermore, whether an interference or multipath effect is present (which will be the case in this proposal), degradation in system performance can result in either FDMA or TDMA [1] multiple access schemes. The code division multiple access (CDMA) system seems more suitable in such adverse environments as it offers more robustness against the effects of the multi-user interference degradation. For that reason the CDMA is still considered as a potential candidate for future generation communications system [1].

In this work, we analysed the multi - carrier direct sequence code division multiple access system when the received signal is divided into predetermined spreading sequences, and the sub - bands are modulated over M carriers. Because of the unknown phase of the received signal at each sub-band the receiver cannot coherently combine the outputs of the correlators.

We consider in this thesis tow kinds of the non-coherent combining scheme the equal gain combining and the selecting combining with MAI interferences. The calculation of the probabilities of detection and false alarm for both multicarrier (MC) and single carrier (SC) system in a Rayleigh fading channel demonstrated that the performances of the multicarrier system are better than those with single carrier system for the equal gain combining, however

ABSTRACT

the choose of the selecting combining scheme equalize the performance of the multicarrier system and the single carrier system. Obtained results demonstrated that the suppression (or the mitigation) of appeared interferences is obtained by the increase of the number of system carriers M .

إن أنظمة الإتصال ذات نطاق ترددي عريض تسمح بإرسال المعلومة بالرغم من وجود اشارات التشويش و إلا ضطرابات .

في أواسط الخمسينيات استعملت هذه ألا نظمة في المجالات العسكرية بسبب حمايتها للمعلومة من التشويش و تحقيقها اتصالات بدون تأثير إشارات الجوسسة.

هذه التقنية فتحت أفاق جديدة في عالم الاتصالات عن طريق أنظمة الإرسال المتعددة المسالك و خاصة الشبكة متعددة المسالك بتقسيم الشفرة, هذه الشبكة التي تسمح باستخدامها من طرف عدد كبير من المستعملين في آن واحد بتدفق عال للمعطيات هي أنظمة الجيل الثالث.

تقنية التقسيم هذه يجب أن تستعمل بدون خلق تشويشات أخرى تؤثر على جودة أنظمة الاتصال, نقترح في هذا العمل نظام اتصال عن طريق متتالية مباشرة و شبكة متعددة المسالك بتقسيم الشفرة و استعمال عدة حاملات داخل قناة فادينق رايلي , استعمال الحاملات المتعددة يسمح بتخفيض الاضطرابات الناجمة عن الشبكة المتعددة المسالك, بحيث كلما زاد عدد الحاملات نقصت شدة هذه الاضطرابات.

حساب احتمالات الالتقاط و الانداز الخاطئ من أجل نوعين من التجميع : التجميع الاختياري و تجميع الربح المتعادل

في النهاية, وجدنا أن النظام الذى يستعمل حاملات متعددة يقاوم تأثير فادينق بصورة أحسن خاصة باستعمال تجميع الربح المتعادل.

REMERCIEMENTS

. Je tiens à remercier Mr **SOLTANI FAOUZI** professeur au département de l'électronique de l'université de CONSTANTINE de m'avoir encadré dans cette thèse j'espère que j'ai été digne de leurs confiance. Je tiens à exprimer mes profonds remerciements aussi à Mr : **SAID ABDELLATIF** professeur au département de maths de l'université d'AL AIN à ABOU DHABI de m'avoir proposé ce thème et de m'avoir encadré dans cette thèse de doctorat, je le remercie également pour ces encouragements ces conseils précieux et son aide

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Mr **Malek BENSLAMA** professeur à l'université de CONSTANTINE d'avoir accepté de présider le jury.

Je remercie les membres de jury :

Mr **MOUSSA BENYOUCEF** professeur à l'université de BATNA, Mr **ZOHEIR HAMMOUDI** professeur à l'université de CONSTANTINE, Mr **AMAR MEZACHE** Maître de conférences à l'université de M'SILA pour l'honneur qu'ils ont accordé en acceptant de juger ce travail.

Un grand merci également à Mr **BADER FAOUZI** docteur au centre de recherche CTTC en Espagne pour son aide et ces conseils précieux.

Je tiens à remercier tout ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de cette thèse et surtout : Laila, Rayan, Zahira, Lamia, Hind, Amel.

Je tiens à remercier Mr Bellal, Mr Bellahrech Mr Telia et Mr Mouhdeb Zahir

Liste des abreviations

AGC	Average Gain Control.
ANFE	Average Near-Far Efficiency
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CCI	Co – Canal Interference
DS	Direct Sequence
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EGC	Equal Gain Combining
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
i.i.d	independent and identically distributed
IM	Impulse Modulator
I – Q	In phase – Quadrature phase
ISI	Inter – symbol Interference
MAI	Multiple Access Interference

Liste des abreviations

MC	Multi – Carrier
MRC	Maximal Ratio Combiner
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
NRZ	Non Retour à Zéro
PBI	Partial Band Interference
P_{Dfe}	probabilité de détection pour un canal Fading et combinaison à gain égale
P_{Dfs}	probabilité de détection pour un canal Fading et combinaison sélective
P_{FAfe}	probabilité de fausse alarme pour un canal Fading et combinaison à gain égale
P_{Fafs}	probabilité de fausse alarme pour un canal Fading et combinaison sélective
PN	Pseudo-Noise
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SC	Single Carrier
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
3G	Third Generation
V. C. O	Voltage Command Oscillator

Figure	Titre	Page
1.1	Schéma bloc d'un générateur de code PN " Registre à décalage à contre réaction linéaire".	8
1.2	Fonction d'auto – corrélation de la séquence PN.	10
1.3	Système à référence emmagasinée.	12
1.4	Les signaux $d(t)$, $p(t)$ et $S(t)$.	14
1.5	Densité spectrale de signal étalé émise $v(t)$.	15
1.6.a	Densité spectrale de la séquence PN $\phi_c(f)$.	16
1.6.b	Densité spectrale du signal non – étalé $\phi_d(f)$.	16
1.6.c	Densité spectrale du signal étalé $\phi_s(f)$ en le comparant avec celle du signal non –étalé $\phi_d(f)$.	17
1.7	Schéma bloc d'un système de communication à séquence directe à modulation de donnée PSK.	17
1.8	Boucle d'asservissement de phase de la séquence PN.	19
1.9	Tension de correction de la boucle d'asservissement de phase. (boucle Tracking).	20
1.10.a	Schéma bloc d'un système d'acquisition à recherche parallèle (Version 1).	22
1.10.b	Schéma bloc d'un système d'acquisition à recherche parallèle (Version 2).	23
2.1	Impulsions consécutives du filtre cosinus surélevé démontre la propriété 0 – ISI.	29
2.2	Interférence co-canal.	30
3.1	Technique d'accès multiple FDMA.	35
3.2	Technique d'accès multiple TDMA.	36
3.3	Technique d'accès multiple CDMA.	37
3.4	Modulateur – démodulateur BPSK pour K utilisateurs.	41
3.5	Modulateur – démodulateur QPSK pour K utilisateurs.	42
3.6	(a) les séquences d'impulsion de modulation, (b) la fonction d'auto-	43

	corrélation de (a).	
3.7. a	Spectre du signal QPSK sans filtre de mise en forme.	44
3.7. b	Spectre du signal QPSK avec filtre de mise en forme.	44
3.8	Forme du spectre du symbole reçu au niveau du récepteur.	45
4.1.	Présentation à trois dimensions des éléments de base du système MC - DS - CDMA en fonction de la fréquence, temps et densité de puissance.	49
4.2	Principe de la modulation DS - CDMA pour un seul utilisateur	50
	$T_c = \frac{T_d}{L}$	
4.3	Principe de la modulation multi - porteuse (MC) avec $T_s = T_d \cdot N_c$	50
4.4	Principe de la modulation OFDM.	51
4.5	Principe de la modulation (MC - CDMA) pour un seul utilisateur	51
	$T_d = T_s = T'_c, N_c = L$	
4.6	Principe de la modulation MC - DS - CDMA pour un seul utilisateur $T_d = T_s = T'_c, N_c = L$	52
4.7. a	Spectre du système à simple porteuse.	53
4.7. b	Spectre du système multi - porteuse.	53
4.8	L'émetteur du système MC - DS - CDMA.	54
4.9	Réponse fréquentielle du filtre cosinus surélevé pour différent valeurs de β .	56
4.10	Réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé pour différent valeurs de β .	57
4.11	Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 1$.	57
4.12	Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 0$.	58
4.13	Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 0.5$.	59
4.14.a	Récepteur du système MC - DS - CDMA.	61
4.14.b	Corrélateur non - cohérent (I , Q) de la m ^{ème} branche.	62
5.1	Probabilités de détection et de fausse alarme da un canal Rayleigh Fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M=1$) avec le mode de combinaison de sélection.	76
5.2	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal	76

	Rayleigh Fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M=1$) avec le mode de combinaison à gain égale.	
5.3	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M=1$) avec le mode de combinaison à gain égale pour différent valeur de M et le nombre des utilisateurs ($K=8$).	77
5.4	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour les systèmes multi - porteuse et simple porteuse ($M=1$) avec le mode de combinaison sélective pour différentes valeurs des utilisateurs (K).	78
5.5	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour le système multi - porteuse ($M \geq 2$) avec le mode de combinaison à gain égal pour différentes valeurs des utilisateurs (K).	79
5.6	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour le système multi - porteuse ($M \geq 2$) avec le mode de combinaison à gain égal pour différentes valeurs de seuil de décision.	80
5.7	Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour le système multi - porteuse ($M \geq 2$) avec le mode de combinaison sélective pour différentes valeurs de seuil de décision.	80

Liste des tableaux

Tableau	Titre	Page
1.1	Séquences à longueur maximale.	9
2.1	Niveau d'affaiblissement du de l'onde radio traversant les milieux cités	27
3.1	Codeur d'un système CDMA synchrone.	39
3.2	Décodeur d'un système CDMA synchrone.	39

Introduction générale

Le problème qui permet aux plusieurs utilisateurs d'utiliser le même canal sans aucune dégradation de performance pour quelques utilisateurs est le premier dans les systèmes de communications.

Les deux techniques fameuses sont, accès multiple à répartition de fréquence (FDMA, Frequency Division Multiple Access) et accès multiple à répartition dans le temps (TDMA, Time Division Multiple Access).

Par exemple, dans le système FDMA le problème d'inter-modulation est généré; Un des inconvénients de cette technique vient du fait qu'elle nécessite l'installation de plus d'équipement au niveau de la station de base contrairement à la TDMA. Par contre, dans le système TDMA et à cause des débits du canal plus élevés crée des interférences inter-symboles bien plus importantes que dans le système FDMA. En plus, le problème d'inter-modulation n'existe pas mais la synchronisation parfaite pour tous les utilisateurs devient un paramètre très important.

En cas de la présence des interférences ou fading (c'est notre cas) la dégradation des performances des deux systèmes FDMA et TDMA résulte [7]. Pour cette raison l'accès multiples par répartition des codes (CDMA) est devenu le système à accès multiples le plus utilisé dans plusieurs situations [7].

La performance de l'acquisition série du système MC-DS-CDMA a été étudié dans [25] où chaque sous-bande du signal DS-CDMA est fading sélective en fréquence.

La performance de l'acquisition parallèle du système MC-DS-CDMA est étudiée dans [21], dans un canal à évanouissement (fading) et non-fading avec et sans bande partielle d'interférence en calculant la probabilité d'erreur.

Dans ce travail, on propose le système d'acquisition multi-porteuse à séquence directe (MC-DS-CDMA) transmis dans un canal fading Rayleigh. Dans ce système, la séquence de

données de chaque utilisateur est multipliée par une séquence PN spécifique. Le signal étalé module plusieurs porteuses disjointes. Le récepteur combine les sorties du corrélateur pour chaque porteuse avec un rapport maximal de combinaison (MRC) [21].

Ce type de système d'acquisition a les avantages suivants [21]:

- 1- Le système multi - porteuse est robuste contre l'effet fading.
- 2- Le système multi - porteuse a l'effet de supprimer les interférences.
- 3- une taux de bit (bit rate) bas.

La capacité d'anti-interférence du système DS - CDMA est achevée par la corrélation du signal reçu avec des séquences de compression (PN) prédéterminées, cela permet au gain du système d'atténuer les interférences [18]-[6]. Pour cela, l'utilisation du filtre de mise en forme est nécessaire pour rejeter les interférences entre les sous-bandes. La bande du signal DS est divisée en M sous-bande de fréquences supposées égales (pas nécessairement continus) [19]-[21]-[25].

Les performances du système MC - DS - CDMA considéré ici, sont comparées avec celle du système simple porteuse SC - DS - CDMA en proposant la présence du bruit blanc Gaussien (AWGN) et les interférences à accès multiple (MAI) dans un canal Rayleigh fading en calculant la probabilité de détection et de fausse alarme pour deux types de combinaison non-cohérente :

La combinaison a gain égal (EGC) et la combinaison sélective (SC).

Le choix de calcul des probabilités de détection et de fausse alarme découle de la simplicité de l'obtention de ces formules en le comparant avec la formule de la probabilité d'erreur. On choisi le meilleur type de combinaison pour le système MC - DS - CDMA proposé.

Les résultats de simulation du système étudié ici seront comparés avec les résultats de simulation du système étudié dans [21].

Ce travail est divisé en cinq chapitres:

Le chapitre 1: portera sur les généralités des systèmes de communication à spectre étendu à séquence directe (DSSS), avec un rappel sur l'acquisition et la synchronisation fine.

Le chapitre 2 : portera sur les différents types d'affaiblissement qui influent sur la propagation de l'onde radio dans un environnement radio mobile.

Le chapitre 3 : présentera des généralités sur les techniques d'accès multiples et spécialement la technique d'accès multiple CDMA.

Le chapitre 4 : portera sur l'étude de système d'acquisition MC - DS - CDMA dans un canal Rayleigh fading avec la présence des interférences à accès multiples (MAI).

Le chapitre 5 : Présentera le calcul des statistiques de sortie du corrélateur non cohérent et celle de la variable de décision, les résultats de simulation sont comparés avec le système d'acquisition SC - DS - CDMA pour deux types de combinaison.

Le chapitre 6 : une conclusion et perspectives seront données.

Chapitre 1

*Généralités sur les systèmes
de communication à spectre
étendu*

Chapitre 1

Généralités sur les systèmes de communication à spectre étendu

1.1 Introduction

Le principe fondamental des systèmes de communication à spectre étendu est de moduler le message transmis par un signal auxiliaire (séquence pseudo - aléatoire) indépendant du message, défavorisant ainsi toute tentative d'interception ou de brouillage.

Pour exploiter l'avantage de ce type de communication, le récepteur doit être capable de générer une séquence pseudo - aléatoire (PN) en synchronisation avec celle reçue afin de restituer le message, cela est acquis selon deux étapes: l'acquisition et la synchronisation fine.

Plusieurs techniques de modulation par la séquence PN sont utilisées dans le système de communication à spectre étendu.

1.2 Définition

La communication à étalement de bande est un moyen de transmission dans lequel le message occupe une largeur de bande supérieure au minimum nécessaire pour la transmission de l'information. La bande est étendue au moyen d'une séquence pseudo - aléatoire qui forme le signal d'étalement, servant de clé de codage indépendant de la donnée à transmettre.

Une réception synchronisée avec cette clé de codage est utilisée pour la compression et le rétablissement de la donnée [1], [2].

1.3 Intérêt de l'étalement

Le système de communication à spectre étendu n'est pas utilisé pour combattre le bruit blanc, mais il y a d'autres intérêts qui méritent d'être considérés tels que [1], [3]:

- Rejection des interférences.
- Tentative d'interception défavorable.
- Grande capacité d'antibrouillage.

1.4 La génération de la séquence pseudo - aléatoire (PN)

Pour un système de communication à spectre étendu, la bande spectrale du signal transmis est étalée au moyen de code indépendant de la donnée à transmettre. Ces signaux ou variables pseudo - aléatoire sont en fait des grandeurs parfaitement déterministes mais dont le comportement paraît aléatoire et possède des propriétés statistiques bien définies. De telles grandeurs sont utilisées pour la simulation de phénomènes aléatoires ou la génération de signaux à fonction de corrélation très pointue utilisée pour tester la synchronisation au niveau du récepteur.

La technique d'étalement du spectre nécessite la génération des séquences pseudo - aléatoire (PN), vérifiant certaines conditions [1, 4]:

- 1- Facile à générer (pour une reconstruction facile au niveau du récepteur).
- 2- Avoir les propriétés d'un signal aléatoire (donner au signal l'allure d'un bruit).
- 3- De longue période (difficile à reconstruire par l'indésirable).

Le registre à décalage à contre réaction linéaire génère des séquences PN vérifiant ces conditions. Ce registre constitue un élément de stockage binaire comportant r bascules en série, complété par un circuit de contre réaction réinjectant dans la première bascule la somme modulo 2 des états de certaines bascules. Le registre transfère son contenu de gauche à droite à chaque impulsion de l'horloge [5]. Ce type de générateur est schématisé dans la Figure 1.1.

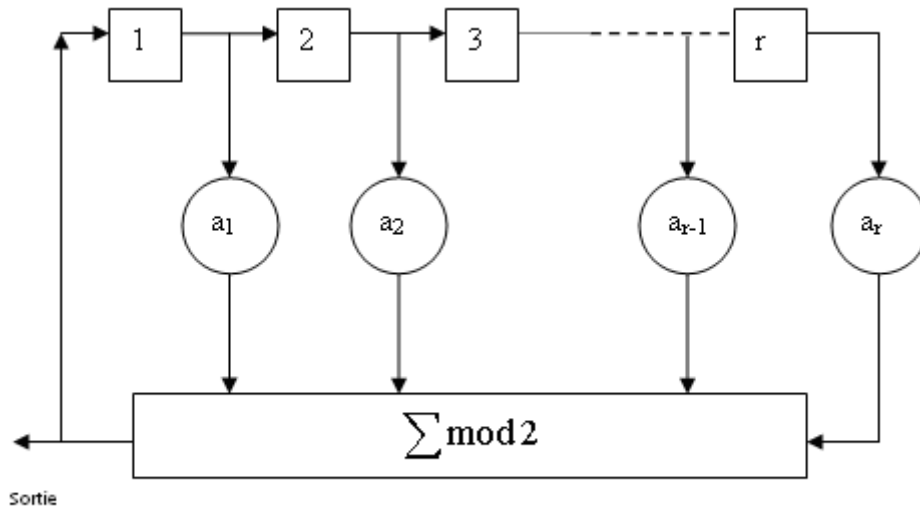


Figure 1.1 : Schéma bloc d'un générateur de code PN " Registre à décalage à contre réaction linéaire"

Les a_k sont des coefficients pouvant prendre seulement la valeur 0 ou 1. Il est toujours possible de choisir ces coefficients de façon à réaliser un cycle de longueur maximale $L=2^r - 1$ (r : représente le nombre de bascules du registre) [1, 3].

Le tableau 1.1 donne le numéro de bascule à relier selon les dimensions du registre [1,2].

La séquence C_n générée satisfait la forme récurrente suivante:

$$C_n = \sum_{k=1}^r a_k \cdot C_{n-k} \pmod{2} \quad (1.1)$$

Pour générer une séquence ± 1 on pose:

$$C'_n = 1 - 2 \cdot C_n \quad (1.2)$$

Nombre de cases	Numéro de la case à relier à l'entrée (en plus de la dernière case)
05	03
06	05
07	04
08	04-05-06
09	05
10	07
11	09
13	09-10-12
15	14
17	16-14-13
20	17
22	21
25	22
28	25
29	27
31	28
33	30

Tableau 1.1 : Séquences à longueur maximale

Sachant que:

1- L'état initial comprend au moins un 1, celui-ci prendra successivement tous les états possibles, sauf l'état composé de zéros uniquement, à condition que la contre réaction soit bien choisie.

2- Le nombre de prises doit être pair. En effet, si le nombre de prises est impair la combinaison [1111.....1] risque d'apparaître et c'est également une combinaison de blocage.

3- Il ya $(L-1)/2$ fois '0' et $(L+1)/2$ fois '1', c'est-à-dire qu'il ya un '1' de plus par rapport aux '0' (conséquence de 1).

4- Le nombre des bits à 1 et à 0 doivent être distribué d'une manière déterministe.

Choix de code PN : le choix des codes PN à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les propriétés de corrélation de ces codes. Commençons par définir les termes d'auto-corrélation et corrélation croisée (également appelée inter-corrélation)

La fonction **d'auto - corrélation** (discrète) est habituellement définie comme la mesure de ressemblance entre un code cyclique et une copie de ce même code décalé. L'auto-corrélation Normalisée prend la forme suivante (voir la Figure 1.2) [1, 4].

$$R_c(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L C'_k \cdot C'_{k+\tau} = \begin{cases} 1 & \tau = 0, L, 2L \\ -\frac{1}{L} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.3)$$

Où LT_c : le cycle maximal de la séquence PN.

$p(t)$: Fonction qui représente la séquence discrète C_n .

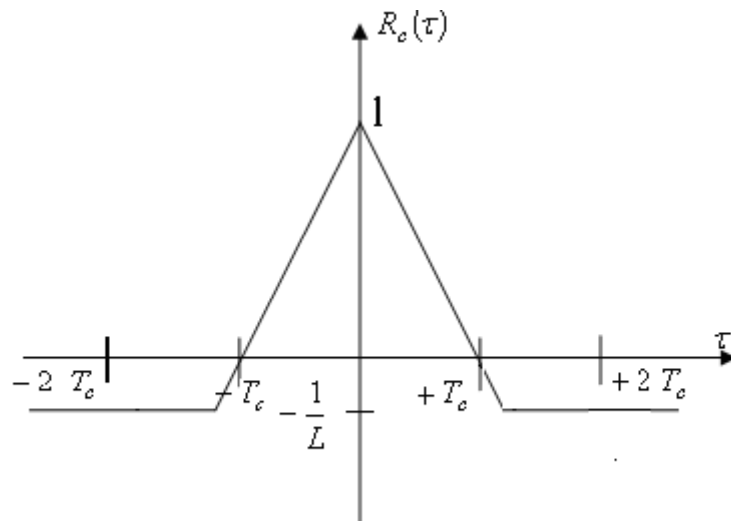


Figure 1.2 : La fonction d'auto - corrélation de la séquence PN.

Donc, la fonction d'auto - corrélation (normalisée par rapport à L) de la séquence PN est égale à [1]:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{(2^r - 1)T_c} \int_0^{(2^r - 1)T_c} p(t) \cdot p(t + \tau) dt \quad (1.4)$$

$$R_c(\tau) = \frac{1}{(1 - 2^r) \cdot T_c} + \frac{2^r}{(2^r - 1)} \cdot q(\tau) * \sum_{g=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau - g(2^r - 1) \cdot T_c) \quad (1.5)$$

$$\text{Avec } q(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau| & |\tau| \leq T_c \\ 0 & |\tau| > T_c \end{cases}$$

En effet, afin que le récepteur soit capable de se synchroniser sur le code PN approprié pour récupérer l'information, la valeur de l'auto-corrélation de ce code non décalé ($\tau=0$) doit être de beaucoup supérieures à sa valeur d'auto-corrélation pour les délais ($\tau \neq 0$).

La corrélation croisée est la mesure de la ressemblance entre deux codes distincts (utilisés dans le cas des systèmes à accès multiple) qui doit avoir une valeur très faible.

Parmi les codes utilisés pour les systèmes à accès multiple sont les codes Gold, les codes de Kasami et les codes Parker.

1.5 Différentes techniques d'étalement

Pour un système de communication à spectre étendu, plusieurs techniques peuvent être utilisées pour répondre aux besoins d'étalement du spectre:

- 1- Technique d'étalement à séquence directe.
- 2- Technique d'étalement à saut de fréquence.
- 3- Technique d'étalement à saut temporel.

Dans notre travail on s'intéresse au premier type qui sera décrit par la suite.

1.5.1 Technique d'étalement à séquence directe

Le principe fondamental de cette technique est la multiplication du message $d(t)$ par un signal auxiliaire $p(t)$ à très large bande, servant de clé de codage du message à transmettre. Par conséquent, la puissance de ce signal est dispersée sur une bande très large, et le récepteur peut restituer le message s'il dispose de la même clé de décodage [5].

Le système DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) est un système à référence emmagasinée, représenté dans la Figure 1.3 utilisant la modulation multiplicative directe qui nécessite séparément la génération à l'émission et à la réception du même signal pseudo - aléatoire.

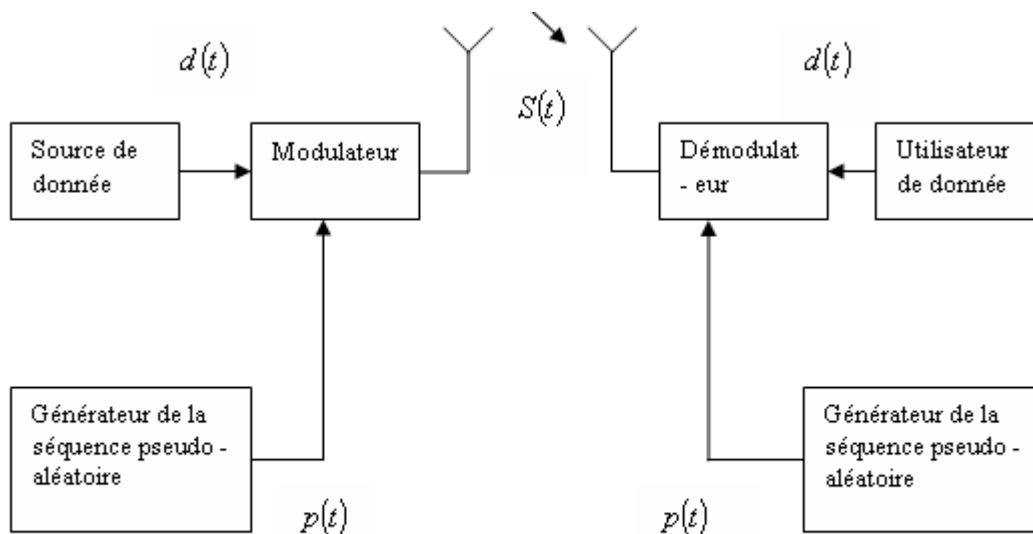


Figure 1.3 : Système à référence emmagasinée

Dans ce type de modulation, le signal de donnée est multiplié par un signal bipolaire $p(t)$ (généré par un générateur pseudo - aléatoire) produisant le signal $S(t)$ suivant:

$$S(t) = d(t) \cdot p(t) \quad (1.6)$$

Ces signaux sont représentés dans la Figure 1.4

Le signal à modulation multiplicative directe noté sur l'équation (1.7) traduit une information binaire, les uns exprimés en $+\cos(\omega_c t + \theta)$ et les zéros par $-\cos(\omega_c t + \theta)$. Un tel signal peut être interprété selon deux points de vue [1, 2]:

$$v(t) = S(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1.7)$$

1-C'est un signal modulé en amplitude, car la porteuse étant exprimée par $\cos(\omega_c t + \theta)$ et le signal modulant est un code NRZ (Non Retour à Zéro) qui associe aux uns $+A$ et aux zéros un niveau $-A$.

2-C'est aussi un signal modulé en phase car les uns sont représentés par une porteuse de phase φ_1 suivant le signal $v_1(t)$ tel que:

$$v_1(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_1 + \theta) = + A \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1.8)$$

Et les zéros sont représentés par une porteuse de phase $\varphi_2 = \pi$ suivant le signal $v_2(t)$ tel que:

$$v_2(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_2 + \theta) = - A \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1.9)$$

D'une façon explicite la forme du signal DSSS s'écrit selon l'équation suivant:

$$v(t) = \pm \sqrt{2 \cdot E} \cdot p(t) \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1.10)$$

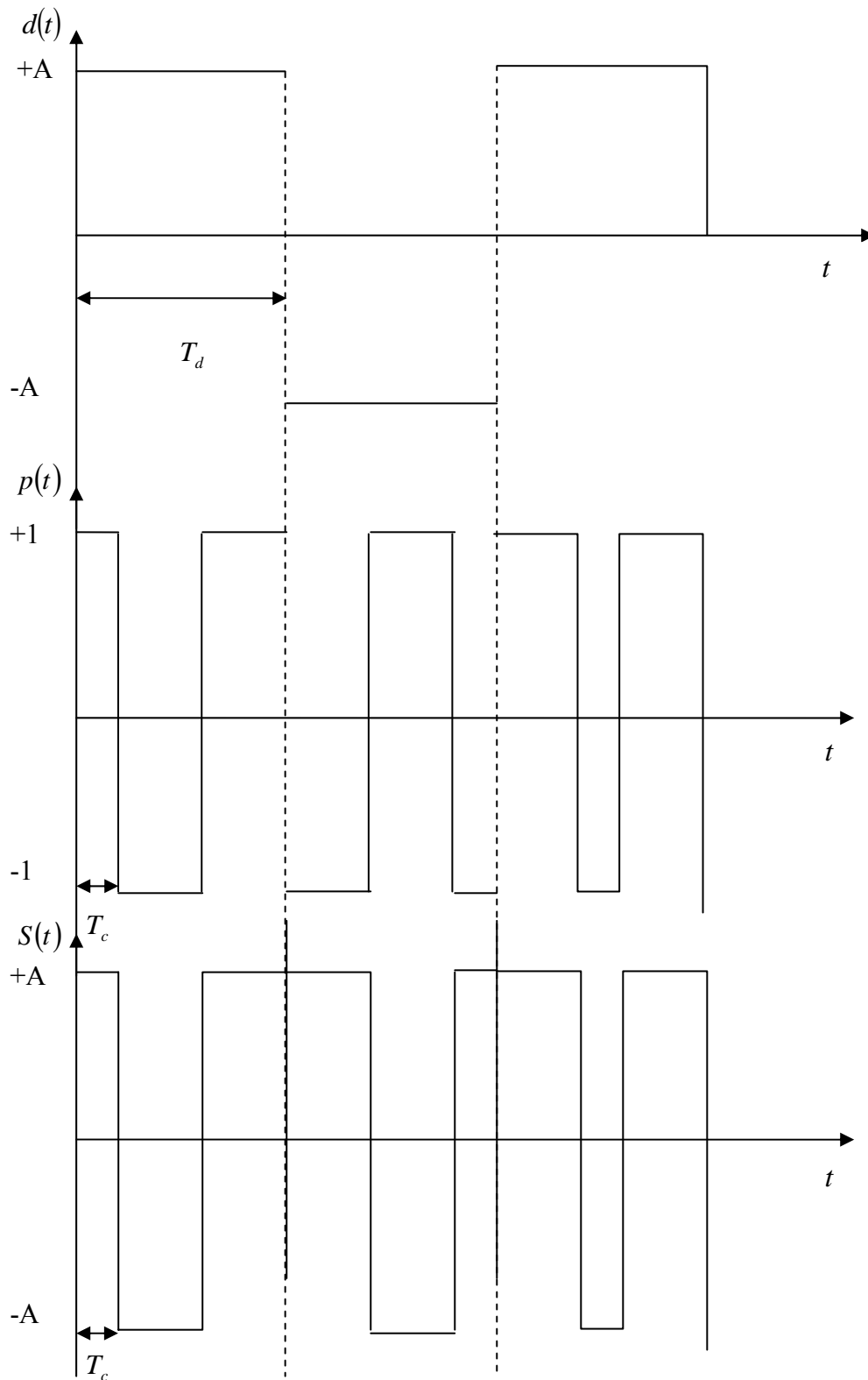


Figure 1.4 : Signaux $d(t)$, $p(t)$ et $S(t)$.

Sa densité spectrale est illustrée sur la Figure 1. 5 et elle est égale à:

$$\phi_v(f) = \frac{A \cdot T_c^2}{4} \left[\sin^2((f + f_c) \cdot T_c) + \sin^2((f - f_c) \cdot T_c) \right] \quad (1.11)$$

Sachant que les densités spectrales de $p(t)$, $d(t)$ et $S(t)$ sont égales à (voir la Figure 1.6.a, b, c):

$$\phi_d(f) = A^2 \cdot T_d \cdot \sin^2(f \cdot T_d) \quad (1.12)$$

$$\phi_c(f) = T_c \cdot \sin^2(f \cdot T_c) \quad (1.13)$$

$$\phi_s(f) = \phi_c(f) \cdot \phi_d(f) \quad (1.14)$$

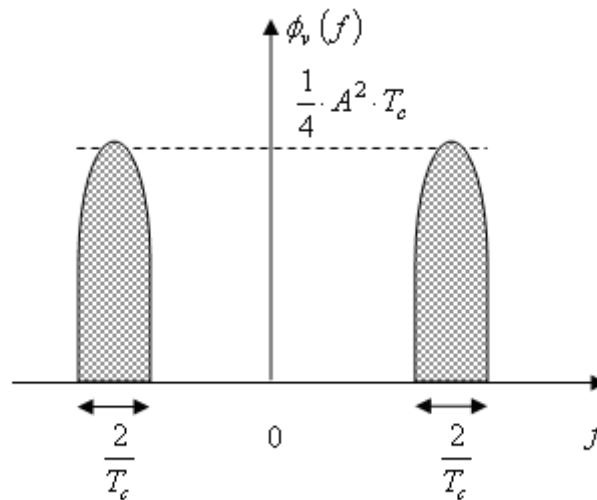
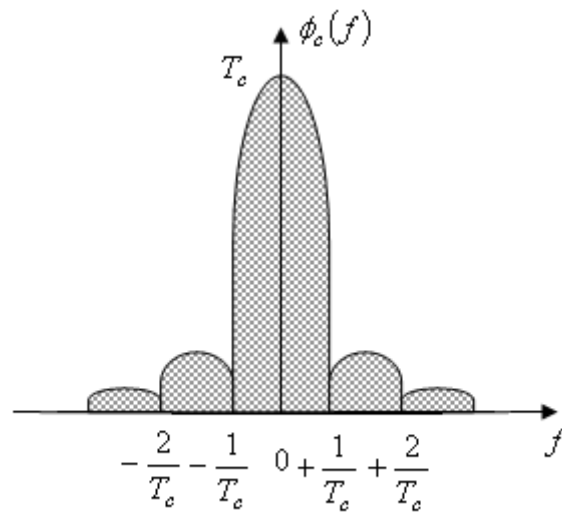
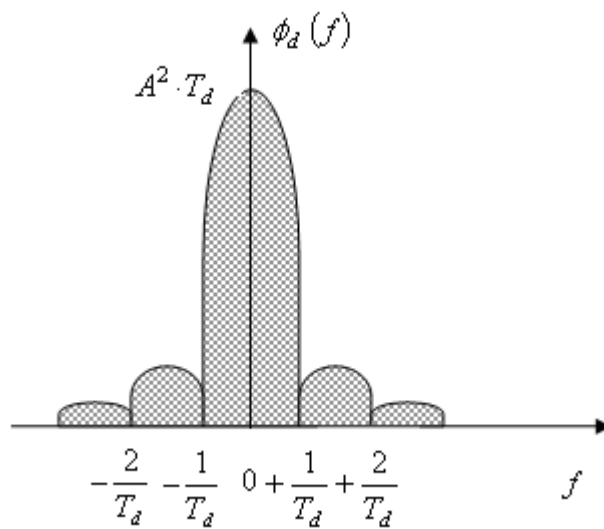


Figure 1.5 : Densité spectrale de signal étalé émise $v(t)$.

Figure 1.6.a : Densité spectrale de la séquence PN $\phi_c(f)$ Figure 1.6.b : Densité spectrale du signal non-étalé $\phi_d(t)$

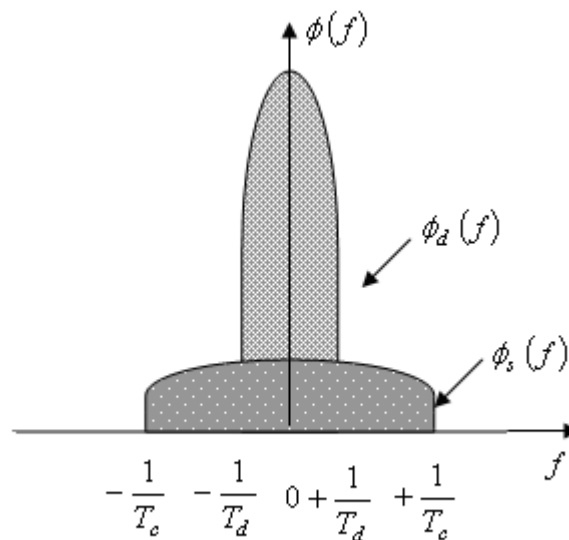


Figure 1.6.c : Densité spectrale du signal étalé $\phi_s(f)$ en le comparant avec celle du signal non-étalé $\phi_d(f)$.

Enfin, le schéma bloc d'un système de communication à séquence directe est donné par la Figure 1.7.

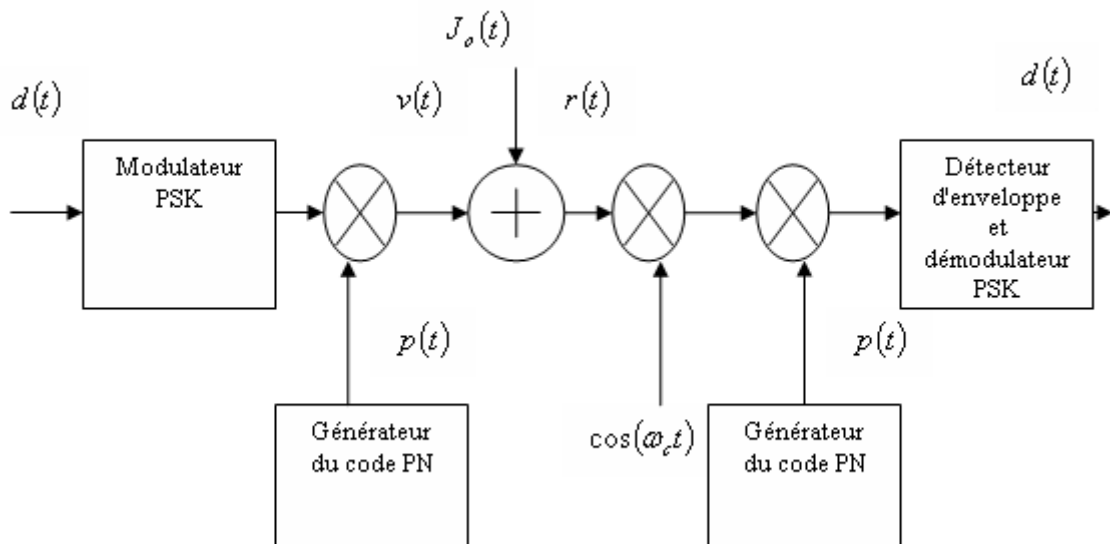


Figure 1.7 : Schéma bloc d'un système de communication à séquence directe à modulation de donnée PSK (Phase Shift Keying).

1.6 L'acquisition et la synchronisation fine

1.6.1 Introduction

Pour démoduler la donnée contenue dans le signal transmis par un système à étalement de bande à séquence directe, le récepteur doit être capable de synchroniser la séquence pseudo-aléatoire générée à l'émission avec sa réplique, générée à la réception. Cela n'est établi que selon deux étapes:

1.6.2 L'acquisition

Afin de comprimer le signal étalé, une séquence locale est générée en synchronisation avec la séquence reçue. Puisque la phase de séquence utilisée pour l'émission est inconnue, on établit la séquence locale avec toutes les phases possibles. Le processus de fouille à travers toutes ces phases (jusqu'à ce que la phase de la séquence générée localement, soit la même que celle de la séquence reçue) est appelé acquisition ou synchronisation rude. Ce type de synchronisation représente un alignement des deux séquences dans un segment inférieur à la durée d'un état de bit de la séquence PN (généralement le système d'acquisition n'assure qu'un alignement des deux séquences inférieur à $\frac{T_c}{2}$) [1, 6].

1.6.3 La synchronisation fine

Une fois l'acquisition a lieu, le système de poursuite maintient la synchronisation entre la séquence locale et celle reçue à l'aide d'une boucle d'asservissement de phase représentée sur la Figure 1.8. La boucle contient un générateur PN local qui produit deux séquences déphasées de Δ avec $|\Delta| \leq \frac{T_c}{2}$ et décalées l'une par rapport à l'autre d'un bit, ces deux séquences sont multipliées par le signal reçu. Les deux filtres passe-bande ont une largeur de bande égale à deux fois la bande spectrale de la donnée, ainsi la donnée ne sera pas filtrée; Par contre le produit $p(t) \cdot p\left(t \pm \frac{T_c}{2} + \Delta\right)$ sera moyenné, les détecteurs d'enveloppe éliminent la donnée et produisent chacun une sortie égale à [1,5, 7]:

$$E_{d1,2} = \left| p(t) \cdot p\left(t \pm \frac{T_c}{2} + \Delta\right) \right| = \left| R_c\left(\Delta \pm \frac{T_c}{2}\right) \right| \quad (1.15)$$

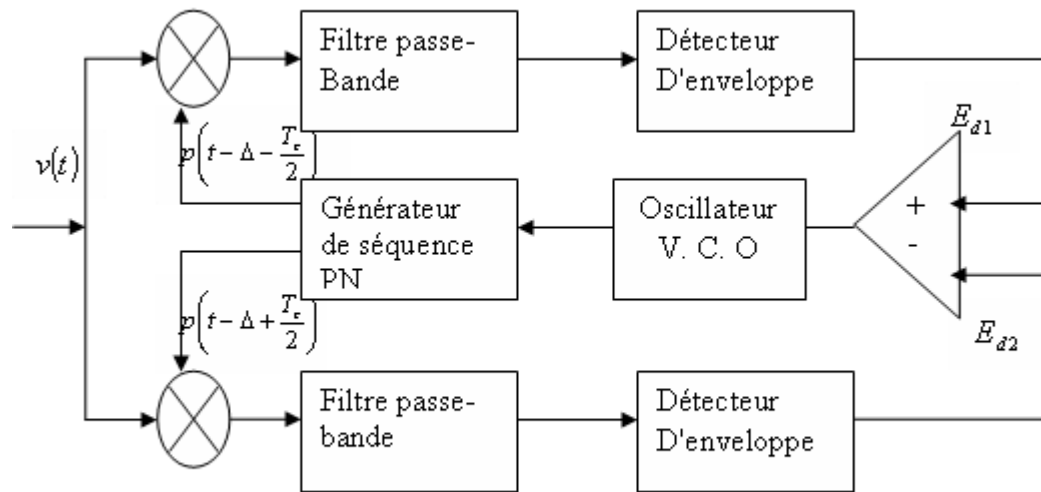


Figure 1.8 : Boucle d'asservissement de phase de la séquence PN d'un système de communication à spectre étendu.

La sortie de l'additionneur représente la tension de correction $e(\Delta)$ mentionnée sur la Figure 1.9, et donnée par l'équation suivante:

$$e(\Delta) = \left| R_c \left(\Delta - \frac{T_c}{2} \right) \right| - \left| R_c \left(\Delta + \frac{T_c}{2} \right) \right| \quad (1.16)$$

Si l'erreur Δ est positive, une tension proportionnelle à $e(\Delta)$ donne une instruction au V.C.O (Voltage Command Oscillator) pour augmenter la fréquence donc forcer Δ à diminuer jusqu'au zéro. Par contre, dans le cas où Δ sera négative, une tension négative proportionnelle à $e(\Delta)$ donne une instruction au V.C.O pour réduire la fréquence donc forcer Δ à augmenter vers le zéro. Enfin, l'erreur Δ est éliminée.

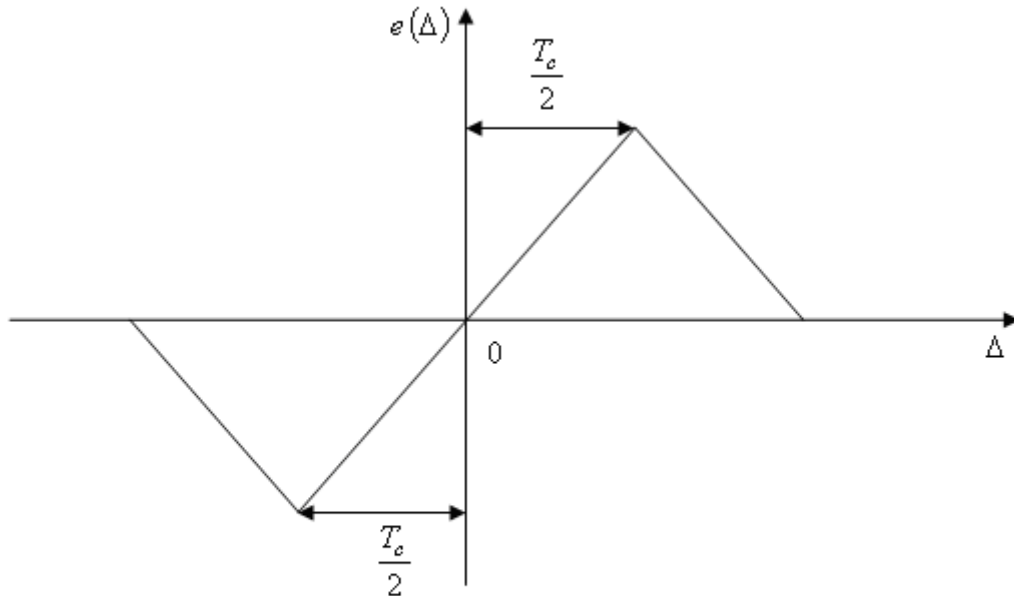


Figure 1.9 : La tension de correction de la boucle d'asservissement de phase.

1.7 Le modèle de décision

La décision est produit sur une seule observation du signal reçu selon les hypothèses suivantes [1, 6, 8]:

H_1 : L'hypothèse correspond à la présence du signal (la cellule testée est correcte).

H_0 : L'hypothèse correspond à l'absence du signal (la cellule testée est incorrecte).

a- Le détecteur décide H_0 quand H_0 est vrais.

b- Le détecteur décide H_0 quand H_1 est vraie.

c- Le détecteur décide H_1 quand H_0 est vraie.

d- Le détecteur décide H_1 quand H_1 est vrais.

Dans le premier et le quatrième cas: le récepteur produit une décision correcte, pour le deuxième et le troisième cas: le récepteur produit une décision fausse.

Le cas (c) est appelé fausse alarme.

Le cas (d) est appelé détection.

Chaque événement est caractérisé par une probabilité

$p_{FA} = \Pr\{Y > \gamma\}$ selon H_0 (probabilité d'avoir une fausse alarme).

$p_D = \Pr\{Y > \gamma\}$ selon H_1 (probabilité d'avoir une détection correcte).

$1 - p_D = \Pr\{Y < \gamma\}$ selon H_1 (probabilité du rejet de la cellule correcte).

$1 - p_{FA} = \Pr\{Y < \gamma\}$ selon H_0 (probabilité du rejet de la cellule incorrecte).

Avec γ : le seuil de décision et Y : la variable aléatoire de décision.

1.8 Les techniques d'acquisition

Le principe de base commun dans toutes les techniques d'acquisition est de multiplier le code PN local (produit par le récepteur) par le code PN reçu (produit par l'émetteur), pour produire la mesure d'auto - corrélation. Le nom de multiplication dans le sens large permet plusieurs possibilités d'opération de corrélation active ou passive, analogique ou digitale, en temps continu ou discret [1, 9].

On a trois types de techniques d'acquisition:

- 1-Technique d'estimation séquentielle.
- 2-Technique de recherche série.
- 3-Technique de recherche parallèle.

Dans notre travail on s'intéresse à la troisième technique

1.8.1 Technique de recherche parallèle

Considérons le système d'acquisition montré dans la Figure 1.10.a, dans lequel la séquence PN localement générée $p(t)$ est valable avec des décalages espacés de $\frac{T_c}{2}$, $2.L$ corrélateurs sont employés pour mesurer la corrélation entre le code reçu et le code local avec toutes les phases possibles de la séquence PN locale de longueur L . Chaque corrélateur examine pendant une durée τ_d une phase donnée et les $2.L$ mesures sont faites en même temps. En plus, la décision se base sur le critère de vraisemblance maximale (c'est à dire prendre la mesure qui donne la plus grande valeur de corrélation). Si cette mesure dépasse le seuil, la cellule correcte est déterminée et la recherche est terminée. Par contre, si cette mesure ne dépasse pas le seuil, on procède à de nouvelles mesures. Le temps d'acquisition de cette version (en négligeant les probabilités) est égal à [1, 7] :

$$E(T_{acq}) = \tau_d \quad (1.17)$$

Un tel système est caractérisé par un temps d'acquisition minimal ce qui implique que cette version dans certains cas ne s'applique que pour des séquences courtes ce qui n'est pas le cas dans les systèmes DSSS [1, 6].

Une autre version utilisant une implantation séquentielle donnée dans la Figure (1.10.b), dans laquelle le code PN reçu est corrélé séquentiellement avec toutes les phases possibles du code local. La sortie du détecteur correspondante est emmagasinée et la décision n'aura lieu que si on termine toutes les mesures. Enfin, cette version offre un temps d'acquisition prohibitif selon l'équation suivante:

$$E(T_{acq}) = q \cdot \tau_d \quad (1.18)$$

Avec q : le nombre de phases possibles

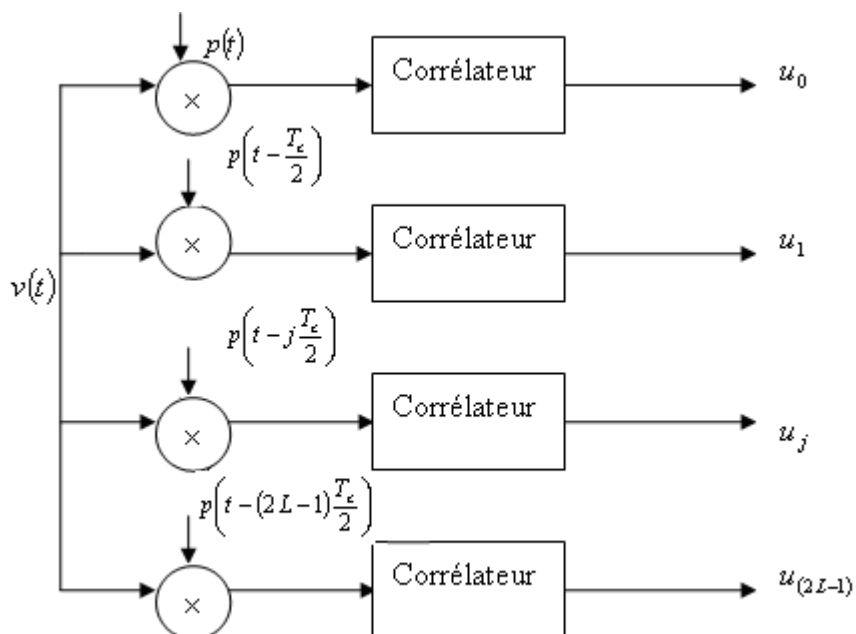


Figure 1.10.a : Schéma bloc d'un système d'acquisition à recherche parallèle
(Version 1)

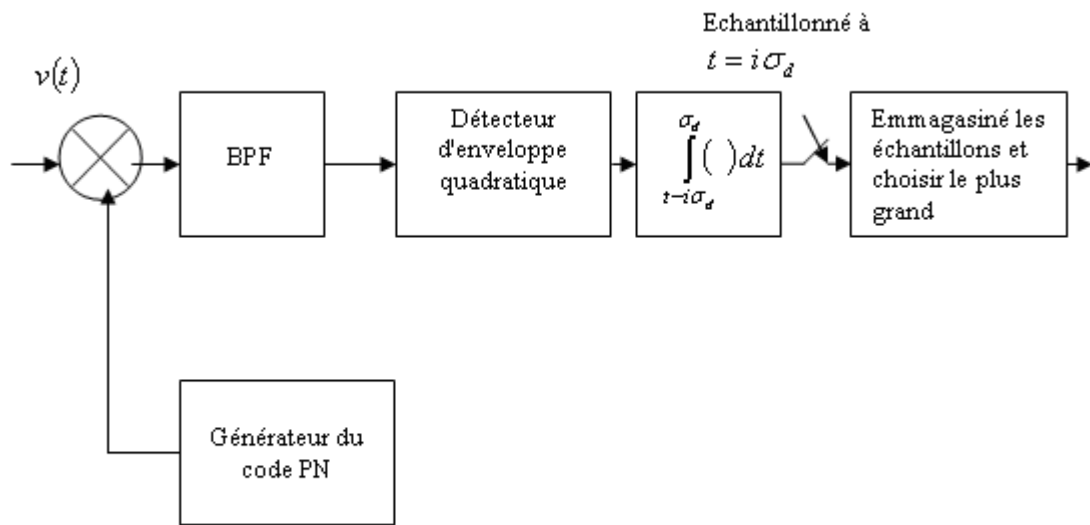


Figure 1.10.b : Schéma bloc d'un système d'acquisition à recherche parallèle (Version 2)

1.9 Conclusion

L'étalement utilisé dans les systèmes de communication à spectre étendu a pour effet de diminuer le rapport signal sur bruit (SNR) pour la protection contre les interférences et les interceptions. Cette technique a ouvert de nouvelles perspectives dans le monde de la communication notamment le procédé de multiplexage qui trouve son application de plus en plus dans les communications spatiales et radio mobile.

Chapitre 2

*Les causes d'affaiblissements
influant sur un signal
radioélectrique dans un
environnement radio mobile*

Chapitre 2

Les causes d'affaiblissements influant sur un signal radioélectrique dans un environnement radio mobile

2.1 Introduction

Dans l'étude de la propagation en espace libre, on suppose que le milieu de propagation est le vide et que seules existent les antennes d'émission et de réception. Les conditions réelles s'écartent de ce cas idéal. D'une part, les caractéristiques du milieu de propagation sont différentes de celle du vide et variant d'un point à un autre et influent sur la transmission de l'onde radio.

2.2 Les causes d'affaiblissements influant sur un signal radioélectrique dans un environnement radio mobile

Les ondes radio (notées *RF* pour *Radio Frequency*) se propagent en ligne droite dans plusieurs directions. La vitesse de propagation des ondes dans le vide est de $3 \cdot 10^8$ m/s.

Dans tout autre milieu, le signal subit un affaiblissement dû à :

- *La réflexion*
- *La réfraction*
- *La diffraction*
- *L'absorption*

Ces affaiblissements peuvent être classés en différentes catégories dont les principales sont [10]:

- ❖ Les pertes de propagation dues à la distance parcourue par l'onde radio, ou l'affaiblissement de parcours (path loss).
- ❖ Les atténuations de puissance du signal dues aux effets de masques (shadowing).
- ❖ Les atténuations dues aux phénomènes des trajets multiples (multi - paths).
- ❖ Les affaiblissements dus aux bruits internes et externes du système étudié.

❖ Les affaiblissements dus aux interférences.

2.2.1 L'affaiblissement de parcours

L'affaiblissement de propagation, aussi connu comme affaiblissement de parcours ou par son nom anglais de path loss, caractérise l'affaiblissement que subit une onde électromagnétique lorsqu'elle parcourt une distance. Cet affaiblissement est dû à la dispersion de la puissance, mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin: édifices, montagnes, précipitations et autre bloquant le signal.

2.2.2 L'affaiblissement du aux effets de masques

La zone d'ombre, où shadowing en anglais, est un phénomène d'atténuation en télécommunications radiophoniques. Il peut être causé par la réfraction ou la réflexion sur des obstacles. La puissance du signal va donc varier en fonction du milieu de propagation. L'affaiblissement de la puissance du signal est en grande partie dû aux propriétés des milieux traversés par l'onde, il est donné par le Tableau 2.1.

2.2.3 L'affaiblissement du aux trajets multiples

Par définition une onde radio est susceptible de se propager dans plusieurs directions. Par réflexions successives, un signal source peut être amené à atteindre une station ou un point d'accès en empruntant des chemins multiples (on parle de multi - path ou cheminements multiples).

D'une autre manière, pour une transmission par voie radio le signal transmis subit des réflexions sur les obstacles : dans ce cas, le récepteur reçoit d'une part le trajet directe, d'autre part avec un retard de temps de propagation (appelé délai de propagation), le même signal par le trajet réfléchi. Les puissances reçues par les trajets directe et réfléchi peuvent bien sur être différentes.

La différence de temps de propagation entre deux signaux ayant emprunté des chemins différents peut provoquer des interférences au niveau du récepteur car les données reçues se chevauchent.

Ces interférences sont d'autant plus grandes que les retards entre les trajets sont grands et la durée des bits est faible. Quand on a des réflexions sur les obstacles qui ne provoquent que des retards faibles (comparés à la durée bit ou symbole) entre trajets de propagation, les interférences inter - symboles sont faibles et on se retrouve confronté au fading.

Le phénomène fading peut aller jusqu'à la disparition complète et permanente du signal. On dit que l'on est alors dans un trou de fading.

Matériaux	Affaiblissement	Exemples
Bois	Faible	Porte, plancher, cloison
Plastique	Faible	Cloison
Verre	Faible	Vitres non teintées
Verre teinté	Moyen	Vitres teintées
Eau	Moyen	Aquarium, fontaine
Etres vivants	Moyen	Foule, animaux, humains, végétation
Briques	Moyen	Murs
Plâtre	Moyen	Cloisons
Céramique	Elevé	Carrelage
Papier	Elevé	Rouleaux de papier
Béton	Elevé	Murs porteurs, étages, piliers
Verre blindé	Elevé	Vitres pare-balles
Métal	Très élevé	Béton armé, miroirs, armoire métallique, cage d'ascenseur

Tableau 2.1 : Niveau d'affaiblissement de l'onde radio traversant les milieux cités.

2.2.4 La diffraction

Lorsqu'une onde, qui se propage dans un premier milieu, rencontre une surface séparant ce milieu d'un deuxième, la continuité n'est assurée que moyennant l'apparition sur cette surface de courants de conduction. Ces courants créent à leur tour un rayonnement qui s'ajoute au rayonnement incident.

Dans le cas d'une surface de séparation plane indéfinie, les ondes créées sont dites réfléchies et réfractées. Si la surface de séparation n'a pas de dimensions très grandes par rapport à la longueur d'onde, les ondes secondaires sont dites ondes diffractées situées derrière l'obstacle.

La diffraction sphérique est une propagation troposphérique due à la diffraction par la surface de la terre sphérique, ou plus généralement par un obstacle de forme arrondie de dimensions extrêmement grandes par rapport à la longueur d'onde.

2.2.5 Les interférences

Il est préférable d'établir une distinction entre le bruit dû à des perturbations à caractère purement aléatoire et donc imprévisible (décrit dans le paragraphe 2.2.7) et les interférences provoquées par le captage accidentel d'autres signaux utiles tels que ceux dus à des couplages entre lignes de transmission voisines [5].

Les interférences qui influent sur les systèmes radio mobiles sont:

2.2.5.1 Les interférences inter-symboles (ISI)

Pendant l'émission d'un signal, les ondes électromagnétiques qui le composent subissent des réflexions plus ou moins nombreuses en fonction de l'environnement. Un symbole (unité de base du signal) peut donc arriver au terminal mobile par plusieurs chemins. Comme ces chemins sont de longueurs différentes, un même symbole est reçu plusieurs fois à des moments différents c'est qu'en appel la propagation multi - trajets (décrit dans le paragraphe 2.2.3).

En plus, pour un système qui fonctionne à un débit binaire élevé (spécialement les systèmes CDMA, décrit dans le chapitre 3) les symboles consécutifs peuvent chevaucher entre eux. Par conséquent, au même moment, le mobile perçoit plusieurs symboles différents et il peut être difficile de les distinguer. Donc les interférences ISI sont généralement causées par la propagation multi - trajets et débit de transmission élevé avec une réponse fréquentielle non - linéaire du canal. Donc on doit minimiser ces interférences car elles introduisent des erreurs dans la décision.

Dans notre travail, on néglige la propagation multi - trajets, le deuxième problème qui cause les interférences ISI peut être éliminé en utilisant le filtre de mise en forme (cosinus surélevé) décrit dans le chapitre 4 (voir la Figure 2.1).

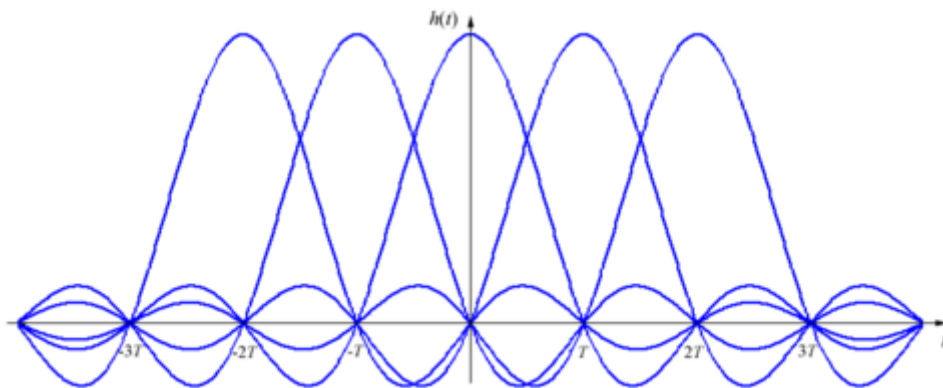


Figure 2.1 : La propriété 0 – ISI du cosinus surélevé.

2.2.5.2 Les interférences co - canal (ICC)

Un autre cas d'interférence a lieu quand plusieurs émissions ont lieu sur la même bande de fréquence. C'est le cas entre deux cellules qui utilisent les mêmes canaux pour leurs communications. Les signaux des deux émissions se mélangent : c'est l'interférence co - canal (ICC) (voir Figure 2.2).

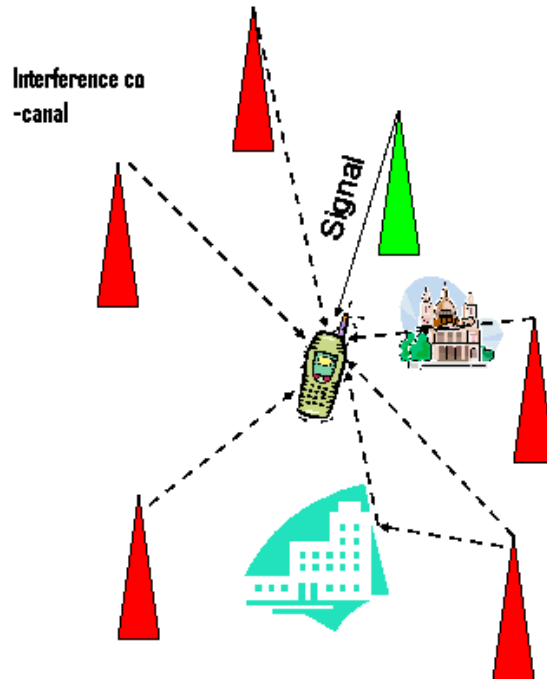


Figure2.2 : Interférence co - canal

2.2.5.3 Les interférences dues à l'accès multiples (MAI)

Ces interférences sont trouvées dans la technique d'accès multiples à répartition de code (CDMA) où tous les utilisateurs utilisent un même canal. La réception du signal de l'utilisateur désiré est perturbée par les signaux des autres utilisateurs non désirés: c'est ce qu'on appelle les interférences à accès multiples (MAI).

2.2.6 Atténuation due à l'atmosphère

- ❖ L'azote: l'azote n'ayant pas de bande d'absorption dans le domaine des fréquences radioélectriques, l'absorption moléculaire est due presque à l'oxygène et la vapeur d'eau.
- ❖ L'atténuation due à l'oxygène : aux fréquences inférieures à 350GHz présente une raie d'absorption isolée à 118,746 GHz et une série de raies très rapprochées situées entre 50 et 70 GHz environ.

- ❖ L'atténuation due à la vapeur *d'eau* : aux fréquences inférieures à 350 GHz présente trois raies d'absorption, aux fréquences 22,3 GHz, 183,3 GHz et 323,3 GHz.
- ❖ Atténuation par les hydrométéores (*pluie, brouillard, nuage, neige, grêle*): Parmi les particules non gazeuses de l'atmosphère, ce sont les gouttes d'eau qui donnent l'atténuation la plus importante. Cette atténuation est due à deux mécanismes, d'une part une absorption de l'énergie par perte ohmique dans les gouttes d'eau et d'autre part une diffusion de l'énergie par ces gouttes d'eau [11].

2.2.7 Les bruits

Au sens le plus large, tout signal indésirable limitant à un degré ou à un autre l'intégrité et l'intelligibilité d'un signal utile peut être considéré comme un bruit.

Les sources de bruit sont classées en deux grandes catégories [5]:

2.2.7.1 Les sources de bruit externe

Il y'a deux types de causes de perturbations d'origine externe:

- ❖ Perturbations artificielles: sont principalement dues aux parasites générés par des équipements industriels tels que commutateurs, relais, thyristors, moteurs à collecteur, poste de soudure à arc électrique...
- ❖ Perturbations naturelles: sont associées à des phénomènes atmosphériques, leur influence est bien détaillée dans le paragraphe (2.2.6).

2.2.7.2 Les sources de bruit interne

Les causes de perturbation internes sont les perturbations essentiellement impulsionnelles engendrées par les commutations de courants (circuits logiques, comparateurs, interrupteurs électroniques) et le bruit de fond généré dans les câbles et les composants électrique, il est assimilable, en conditions stables, à un processus stationnaire et ergodique qui est caractérisé par trois composantes:

Le bruit thermique.

Le bruit de grenaille.

Le bruit additif de basse fréquence.

2.3 Conclusion

Dans le deuxième chapitre, nous avons discuté les différents types d'affaiblissement que peut rencontrer une onde radio dans un environnement radio mobile et plus particulièrement les interférences rencontrées dans un système qui fonctionne à un débit binaire élevé (les systèmes CDMA) sont les interférences inter-symbole (ISI), les interférences co-canal (CCI) et les interférences MAI.

Chapitre 3

Techniques d'accès multiples

Chapitre 3

Techniques d'accès multiples

3.1 Introduction

L'accès multiples est une manière efficace de partager les ressources de communication en temps et bande passante pour augmenter la capacité d'un réseau de communication en nombre d'utilisateurs. Cette technique de partage doit être mise en œuvre sans créer d'interférences nuisibles aux performances des systèmes [12].

La définition des canaux de communication dépend de la méthode d'accès multiples retenue.

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

- 1- Accès multiples par répartition de fréquences (Frequency Division Multiple Access, FDMA).
- 2- Accès multiples par répartition dans le temps (Time Division Multiple Access, TDMA).
- 3- Accès multiples par répartition des codes (Code Division Multiple Access, CDMA).

3.2 Accès multiples par répartition de fréquences (FDMA)

La technique FDMA a été la première méthode développée et utilisée dans les systèmes de téléphonie analogique [12]. Pour ce type d'accès multiples, une bande de fréquence est allouée à chaque utilisateur (Figure 3.1). L'ensemble est juxtaposé et transmis sur un même canal de transmission. En réception, un filtre sélectif accordé sur la bande de fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données [12, 13].

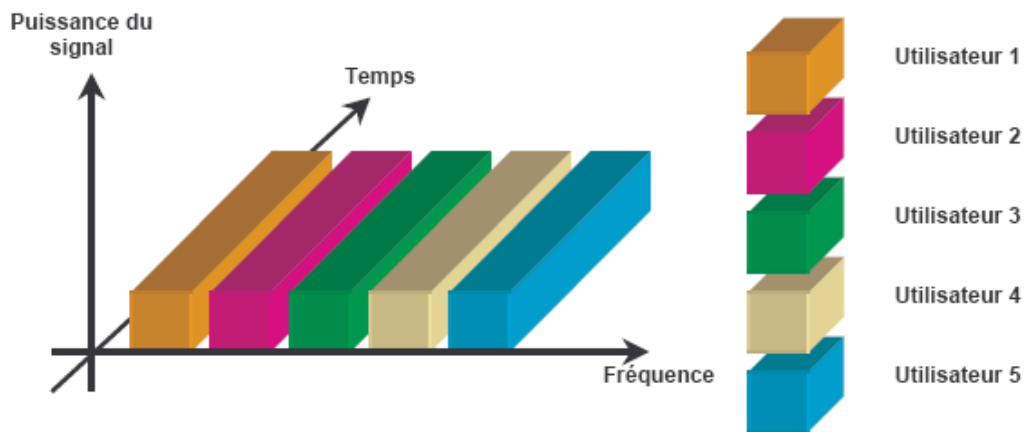


Figure 3.1 : Technique d'accès multiple FDMA.

Les principales caractéristiques de la méthode d'accès multiples FDMA sont les suivantes [10] :

- a- **Un circuit unique par porteuse** : chaque canal FDMA est défini pour une seule communication.
- b- **Faible largeur de bande** : les canaux FDMA sont relativement étroits, en général 30 KHz au moins, puisqu'ils ne véhiculent qu'un circuit par porteuse.
- c- **Durée symbole et débit binaire** : avec une modulation numérique à enveloppe constante, les débits binaires atteints sont d'environ 1bits/Hz dans un canal de 25KHz, avec une transmission de 25Kb/s et un bit par symbole, la durée symbole est d'environ $40 \mu s$. L'interférence inter - symbole est alors très faible vu que les délais de propagation des trajets multiples sont rarement supérieurs à $5 \mu s$.
- d- **Coûts des équipements fixes élevés** : un des inconvénients de la technique FDMA vient du fait qu'elle nécessite l'installation de plus d'équipements au niveau de la station de base contrairement à la TDMA. Ceci est dû à l'utilisation d'un canal par porteuse.

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

La méthode TDMA est basée sur la répartition des ressources en temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données à transmettre dans les différents intervalles de temps ou <<slot>> qui leur sont alloués (Figure 3.2).

Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données [12, 13].

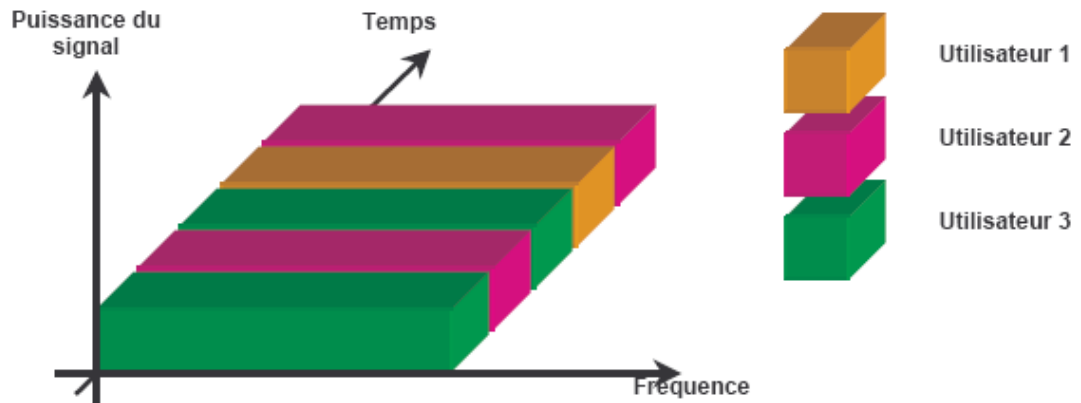


Figure 3.2 : Technique d'accès multiple TDMA.

Les différentes caractéristiques d'un système TDMA sont [10] :

- a- **Plusieurs circuits par porteuse** : tous les systèmes TDMA multiplexent au moins deux circuits par porteuse. Le système GSM par exemple multiplexe 8 circuits par porteuse.
- b- **Bande large** : les largeurs de bande nécessaires pour les systèmes TDMA sont de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de KHz. La largeur de bande est déterminée par la technique de modulation choisie. Par exemple, elle est de 200KHz dans le réseau GSM avec un débit vocal de transmission 10 Kb/s.
- c- **Débits binaires et durées symboles** : les débits du canal les plus élevés sont de 300 à 400 Kilo-symboles bien plus important que dans un système FDMA. Par exemple, pour un débit de 300 Kilo-symboles, la durée symbole sera de $3,26 \mu s$, ce qui représente environ la même durée que la dispersion des retards observés en milieu urbain, l'interférence inter-symbole a donc un impact important dans un système TDMA.
- d- **Coûts des équipements au sol moins élevés** : un système TDMA nécessite moins de canaux radio, par rapport au système FDMA, ce qui entraîne une diminution du nombre d'équipement au niveau des stations de base.

3.4. Accès multiples par la répartition de codes (CDMA)

C'est une méthode utilisée pour plusieurs technologies de communication radio. Le concept de base dans la communication de donnée est l'idée de permettre à plusieurs utilisateurs d'envoyer l'information simultanément à travers un seul canal et d'occuper la même bande de fréquence (Figure 3.3). Ce concept appelé multiplexage CDMA qui emploie la technologie du spectre étendu et le système de codes spéciales pour permettre aux utilisateurs d'utiliser le même canal physique

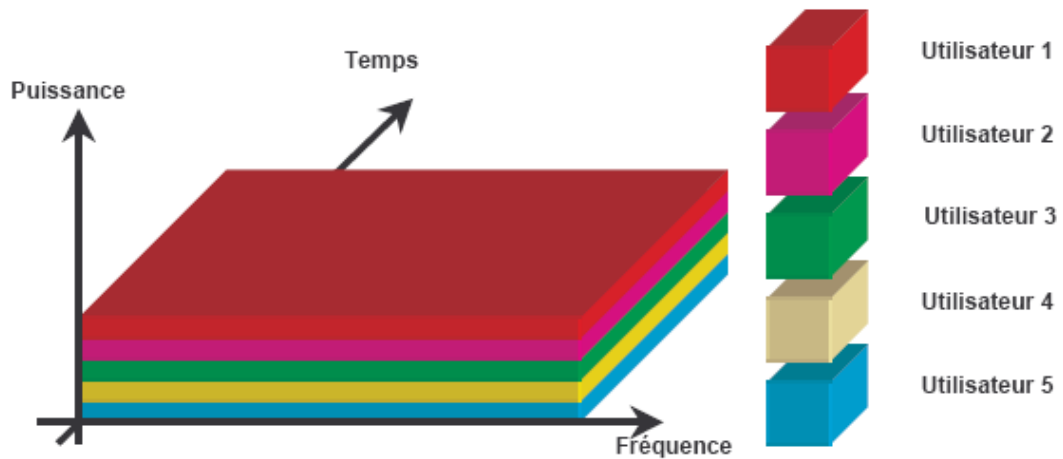


Figure 3.3 : Technique d'accès multiple CDMA.

Par contre, l'accès multiples à répartition dans temps (TDMA) divise les accès dans le temps et l'accès multiples à répartition dans la fréquence (FDMA) les divisent dans la fréquence. Pour distinguer les trois techniques, la division dans le temps où les utilisateurs parlent chacun son tour, la division dans la fréquence où les utilisateurs occupent chacun une bande de fréquence enfin la division dans le code où les utilisateurs utilisent chacun un code spécial différent des codes des autres utilisateurs. C'est comme si des utilisateurs qui parlent avec des langages différents.

Chaque utilisateur dans le système CDMA utilise un code différent pour moduler son signal. Le choix du code du système CDMA est très important dans les performances de ce système. On aura une bonne performance dans le cas où la séparation entre le signal de l'utilisateur désiré et les signaux des autres utilisateurs est bonne. La séparation entre les signaux est mesurée par la corrélation du signal reçu avec le code généré localement de l'utilisateur désiré. Si la corrélation est très proche de 1 le signal est restitué, par contre la corrélation proche de zéro montre que le signal désiré n'est pas trouvé encore.

On a deux catégories de la technologie CDMA, **CDMA synchrone** (code orthogonal) et **CDMA asynchrone** (code pseudo - aléatoire).

3.4.1 CDMA synchrone

La CDMA synchrone exploite les propriétés d'orthogonalité entre les vecteurs qui représentent les chaînes de données. Par exemple, la chaîne binaire 1011 est représentée par le vecteur (1,0,1,1). La multiplication des vecteurs peut être obtenue en prenant la somme des produits de ces composantes respectivement. Si le produit est égale à zéro, les vecteurs sont orthogonaux (par exemple $u = (a, b)$ et $v = (c, d)$ le produit scalaire $u.v = a.c + b.d$) les vecteurs a et b sont orthogonaux si leur produit scalaire à les propriétés suivantes :

$$a.(a + b) = \|a^2\| \quad \text{puisque} \quad a.a + a.b = \|a^2\| + 0.$$

$$a.(-a + b) = -\|a^2\| \quad \text{puisque} \quad -a.a + a.b = -\|a^2\| + 0.$$

$$b.(a + b) = \|b^2\| \quad \text{puisque} \quad b.a + b.b = 0 + \|b^2\|.$$

$$b.(a - b) = -\|b^2\| \quad \text{puisque} \quad b.a - b.b = 0 - \|b^2\|.$$

Chaque utilisateur pour la CDMA synchrone utilise un code orthogonal pour moduler son signal. Donc l'inter - corrélation est égale à zéro pour de codes orthogonaux.

Exemple :

On suppose que chaque utilisateur a un code v , si la donnée à transmettre est un 0 digital le bit actuel est égal à $-v$, par contre si la donnée à transmettre est un 1 digital le bit actuel est égal a v . Par exemple, si $v = (1,-1)$ et la donnée transmise par l'utilisateur est égale a (1, 0, 1,1) donc les bits actuels sont $(v,-v, v, v)$ c.à.d. $((1,-1), (-1,1), (1,-1), (1,-1))$.

Si l'utilisateur 0 a un code (1,-1) et la donnée (1, 0, 1,1) et l'utilisateur1 à un code (1,1) et la donnée (0, 0, 1,1) les signaux résultants de chaque utilisateur sont donnés dans le tableau suivant :

<p>L'utilisateur0</p> <p>Vecteur0 = (1,-1), la donnée0 = (1, 0, 1,1) = (1,-1, 1,1)</p> <p>1 codeur0= vecteur0. donnée0</p> <p>2 codeur0= (1,-1). (1,-1, 1,1)</p> <p>3 codeur0= ((1,-1), (-1,1), (1,-1), (1,-1))</p> <p>4 codeur0= (1,-1,-1, 1, 1,-1, 1,-1)</p>	<p>L'utilisateur1</p> <p>Vecteur1= (1,1), la donnée= (0, 0, 1,1)= (-1,-1, 1,1)</p> <p>1 codeur1=vecteur1.donnée1</p> <p>2 codeur1= (1,1). (-1,-1, 1,1)</p> <p>3 codeur1= ((-1,-1), (-1,-1), (1,1), (1,1))</p> <p>4 codeur1= (-1,-1,-1,-1, 1, 1, 1,1)</p>
--	--

Tableau 3.1 : Codeur d'un système CDMA synchrone

Puisque le signal 0 et le signal 1 sont transmis en même temps, le modèle d'interférence est égal à :

$$(1,-1,-1, 1, 1,-1, 1,-1)+(-1,-1,-1,-1,1,1,1,1)=(0,-2,-2,0,2,0,2,0).$$

Le récepteur combine le code d'interférence avec les codes des utilisateurs donc, le décodeur pour l'utilisateur 0 et l'utilisateur 1 est présenté par le tableau suivant.

<p>Décodeur0</p> <p>Vecteur0= (1,-1),</p> <p>l'interférence= ((0,-2),(-2, 0), (2, 0), (2,0))</p> <p>1 décodeur0=vecteur0. l'interférence</p> <p>2 décodeur0= ((0,-2), (-2,0), (2,0), (2,0)). (1,-1)</p> <p>3 décodeur0= ((0+2), (-2+0), (2+0), (2+0))</p> <p>donnée= (2,-2, 2,2)= (1, 0, 1,1)</p>	<p>Décodeur1</p> <p>Vecteur1= (1,1),</p> <p>l'interférence= ((0,-2),(-2, 0), (2, 0), (2,0))</p> <p>1 décodeur1=vecteur1.l'interference</p> <p>2 décodeur1= ((0,-2), (-2,0), (2,0), (2,0)). (1,1)</p> <p>3 décodeur1= ((0-2), (-2+0), (2+0), (2+0))</p> <p>donnée= (-2,-2, 2,2)= (0, 0, 1,1)</p>
---	---

Tableau 3.2 : Décodeur d'un système CDMA synchrone.

Après de décodage, les valeurs supérieures à zéro sont remplacées par 1 et les valeurs inférieures à zéro sont remplacées par 0.

3.4.2 CDMA asynchrone (DS-CDMA)

L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre, l'étalement de bande est décrit dans le chapitre 1. L'utilisation de cette technique a débuté dans les systèmes militaires pour les propriétés qu'elle offre en environnement tactique. C'est en 1978, que la technique à étalement du spectre fut proposée pour la première fois pour les communications mobiles cellulaires à haute capacité [10].

En 1991, La société **QUALCOMM** a utilisé la méthode d'accès CDMA pour les communications mobiles cellulaires. La norme **EIA/TIA/IS-95** fut le résultat de cette proposition et fut publiée en juillet 1993. Le premier réseau CDMA fut ouvert à Hong Kong en septembre 1995 [10]. Le CDMA est appliqué dans les réseaux de téléphonie mobile dans le segment radio, par plus de 275 opérateurs dans le monde surtout en Asie et en Amérique du nord. Il est aussi utilisé dans les télécommunications spatiales, militaires essentiellement, et dans les systèmes de navigation par satellites comme le GPS, Glonass ou Galileo. Tous les déploiements CDMA en cours au niveau international utilisent la variante " troisième génération " (3G) de la norme, connue sous le nom de CDMA2000.

Le système CDMA asynchrone (étudié dans ce travail) utilise des séquences pseudo - aléatoire (PN) (statistiquement non - corrélées) et la sommation d'un grand nombre de séquence PN (c.à.d. un grand nombre d'utilisateurs) donne les interférences à accès multiples (MAI).

Les caractéristiques principales de ce type de système sont [10]:

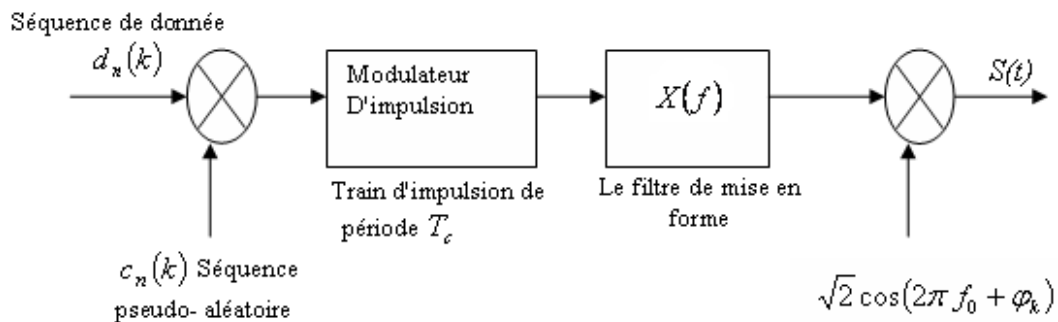
- a- **Le nombre de circuit par porteuse très élevé** : les systèmes CDMA utilisent un canal unique où très peu de canaux fréquentiels. Ils peuvent théoriquement transporter des dizaines d'appels sur chaque porteuse.
- b- **Largeur de bande** : les systèmes CDMA nécessitent des largeurs de bande très importantes.
- c- **Débits binaires et durées symboles** : à cause des débits binaires élevés, la durée symbole est très courte. Avec un débit de 1Mbit/sec, chaque symbole dure environ $1 \mu s$ (dans le cas d'une modulation BPSK par exemple).
- d- **Nécessité du contrôle de puissance** : l'un des principaux inconvénients de la méthode d'accès CDMA est la nécessité de disposer d'un mécanisme de contrôle de

puissance très performant. Le contrôle de puissance rapide est le seul moyen permettant de maximiser le nombre d'utilisateurs communiquant en même temps dans le réseau.

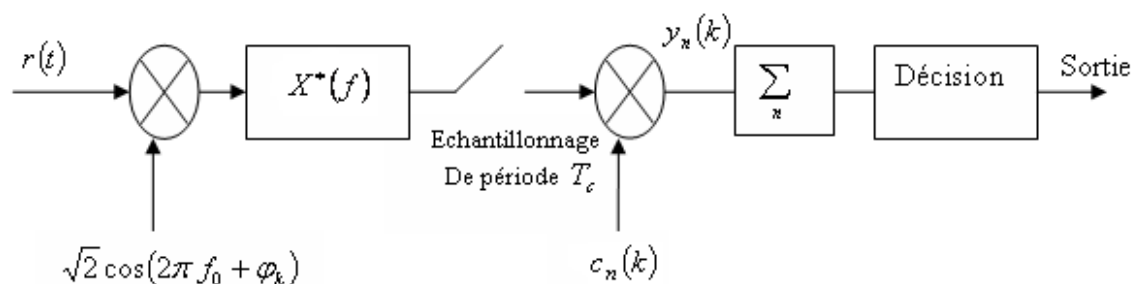
3.5 La modélisation de l'émetteur et le récepteur pour un système DS-CDMA

On distingue deux types de modulateur - démodulateur, modulateur - démodulateur BPSK (Binary Phase Shift Keying) pour K utilisateurs (Figure 3.4) et modulateur - démodulateur QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) pour K utilisateurs (Figure 3.5) [14].

Les éléments les plus importants dans le schéma bloc sont le modulateur d'impulsion (impulse modulator) et le filtre de mise en forme $X(f)$ au niveau de modulateur et $X^*(f)$ au niveau du démodulateur.



(a) Modulateur



(b) Démodulateur

Figure 3.4 : Schéma bloc d'un modulateur - démodulateur BPSK. (a) modulateur, (b) démodulateur.

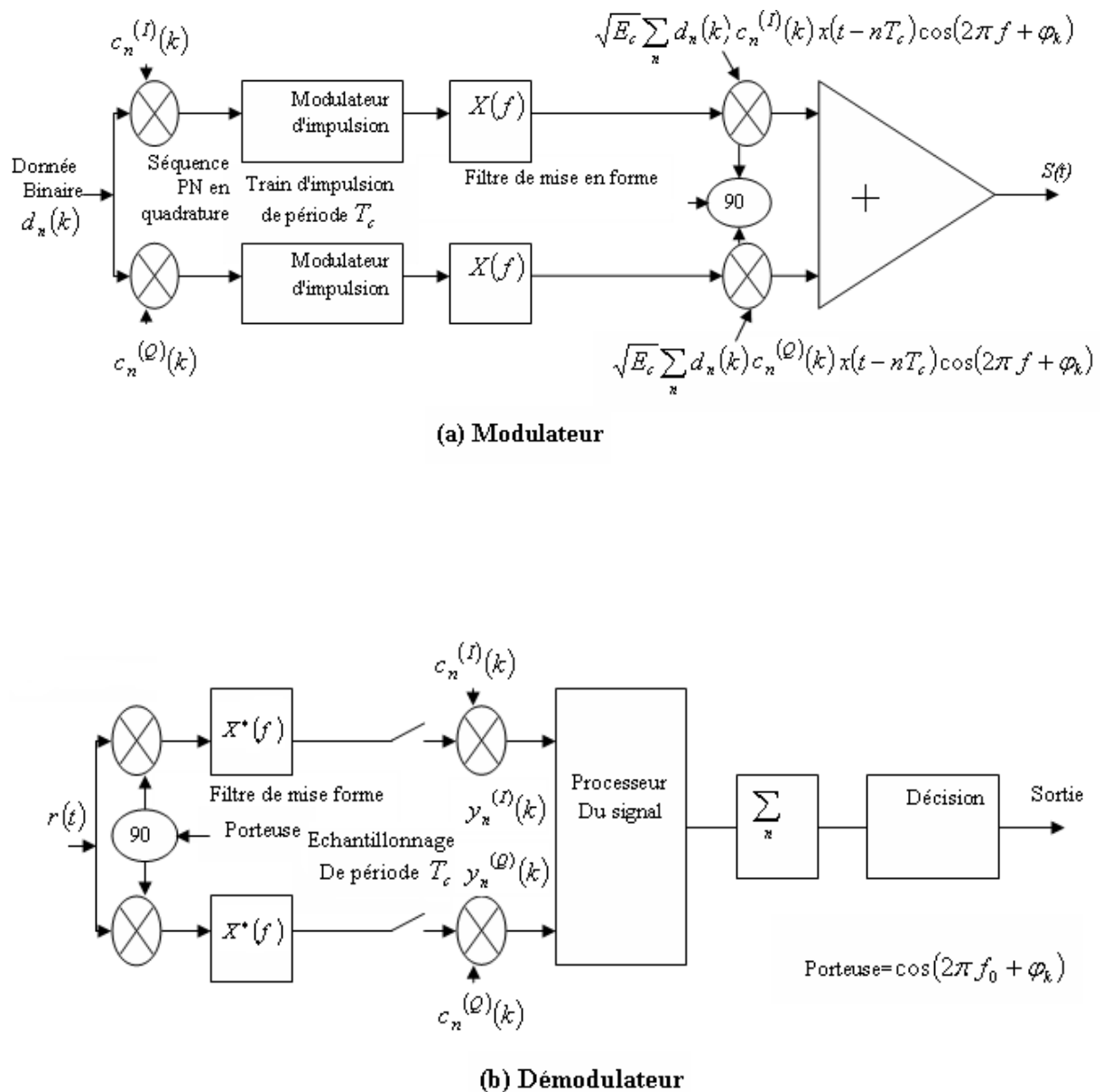


Figure 3.5 : Schéma bloc d'un modulateur – démodulateur QPSK. (a) modulateur, (b) démodulateur.

3.5.1 Modulateur d'impulsion

La modulation d'impulsion est associée au principe de l'échantillonnage (voir Figure 3.6). Elle peut offrir un accroissement de l'immunité au bruit au prix d'un élargissement de la bande passante occupée. Mais sa raison d'être principale est de permettre la transmission simultanée de plusieurs message par multiplexage [14, 5].

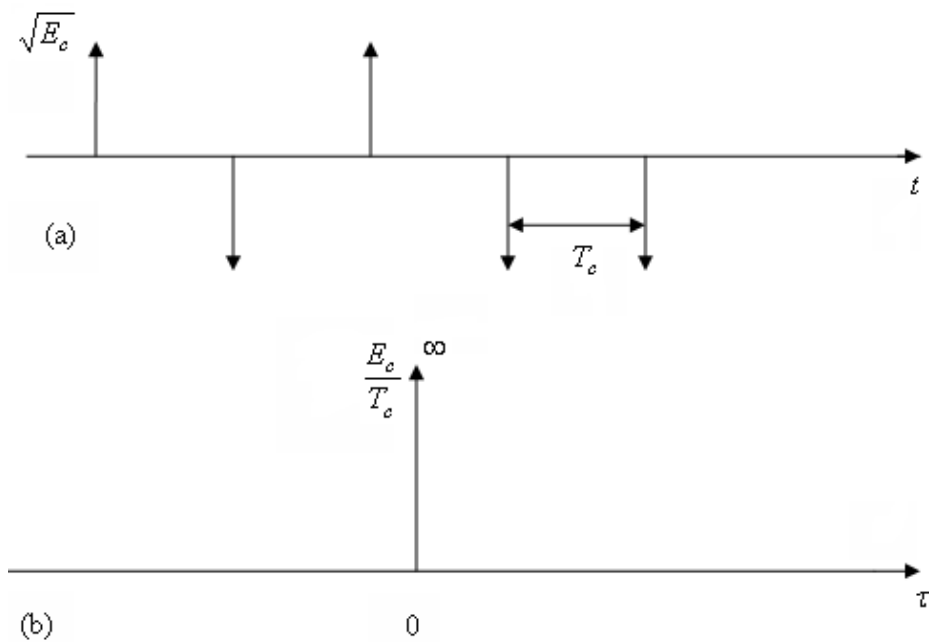


Figure 3.6 : (a) les séquences d'impulsion de modulation, (b) la fonction d'auto- corrélation de
(a)

3.5.2 Le filtre de mise en forme

Les spectres du signal BPSK (Binary Phase Shift Keying) et le signal QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) sont représentées par un lobe fondamental qui contient le signal utile et autour de ce lobe on trouve des lobes secondaires (Figure 3.7.a).

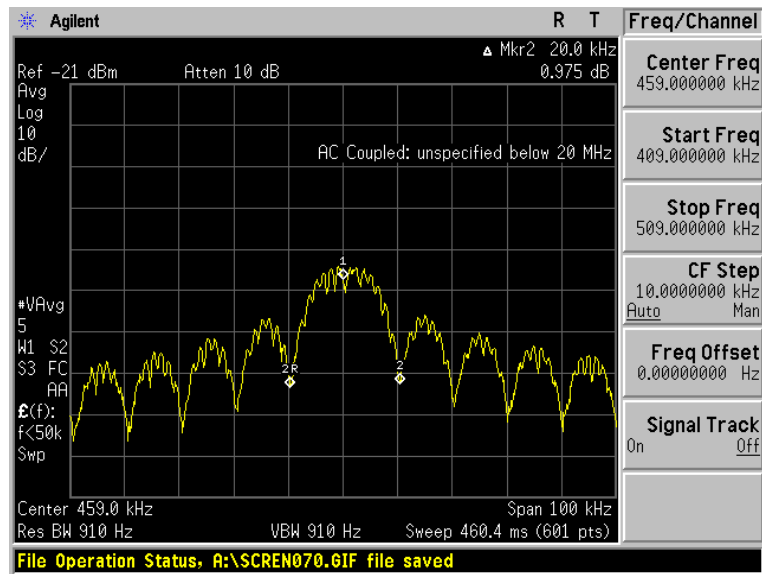


Figure 3.7.a : Spectre du signal QPSK sans filtre de mise en forme

On doit éliminer les surosillations encadreront le signal utile, par conséquent utiliser un filtre de mise en forme qui les enlève voir la (Figure 3.7.b).

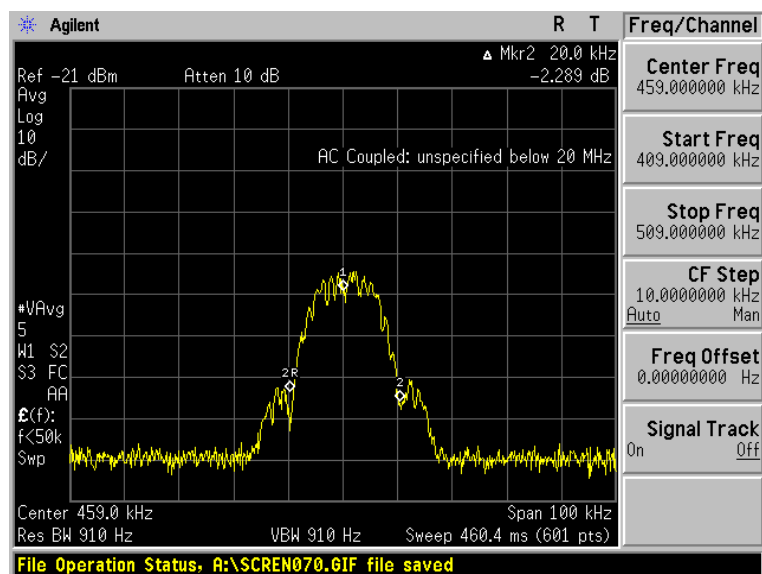


Figure 3.7.b : Spectre du signal QPSK avec filtre de mise en forme

L'importance de ces surosillations dépend étroitement des caractéristiques du canal : bande passante et courbe de réponse du filtre global du système. Comme les symboles transmis s'enchaînent rapidement, les surosillations correspondant à un symbole reçu (Figure 3.8) perturbe la réception des symboles suivants. On dit que l'on observe des interférences inter - symboles (ISI).

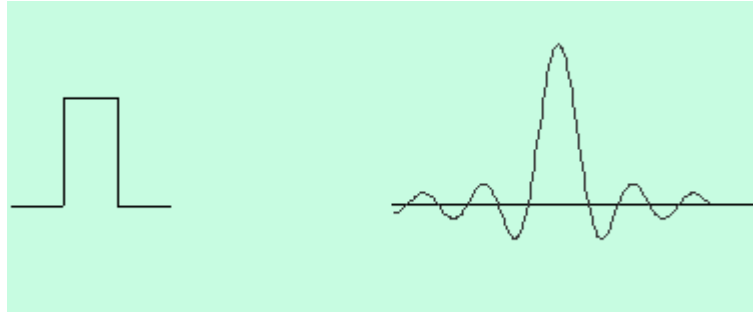


Figure 3.8 : Forme du spectre du symbole reçu au niveau du récepteur

Si on suppose que le filtre utilisé en réception $x(-t)$ (adapté au filtre d'émission $x(t)$)
On reçoit d'une façon générale un signal de sortie égal à :

$$r(t) = \sum_n a_n h(t - nT) + \text{bruit} \quad (3.1)$$

Les a_n , sont les symboles émis, et $h(t) = x(t) * x(-t)$ est la réponse globale du système. La partie utile à détecter à l'instant $t = n'T$ est $a_n \cdot h(0)$, mais en sortie du filtre, il reste :

$$r(n'T) = a_n \cdot h(0) + \sum_{n \neq n'} a_n h((n' - n)T) + b_n \quad (3.2)$$

Où b_n , est un échantillon de bruit et $\sum_{n \neq n'} a_n h((n' - n)T)$ représente l'interférence inter - symboles

(ISI). L'ISI est une perturbation supplémentaire qui affaiblit les performances de la détection en présence du bruit. Pour éliminer ces interférences, le filtre global du système doit vérifier la condition de Nyquist.

3.5.2.1 Condition de Nyquist

Puisqu'un œil fermé provoque des erreurs de détection même en absence de bruit, il est important que l'œil soit ouvert à l'instant d'échantillonnage il est d'ailleurs important qu'il soit le plus ouvert possible (diagramme de l'œil ouvert verticalement) de façon que l'ISI perturbe moins possible la détection en présence du bruit.

L'idéal est d'éliminer complètement l'ISI. Cela revient à dire que :

$$h(t) = 0 \text{ pour } t = \pm T, \pm 2T, \pm 3T, \dots \quad (3.3)$$

Si $h(t)$ vérifie cette condition, on dit que le filtre global (de réponse impulsionnelle $h(t)$) est un filtre de Nyquist. Evidemment $h(0)$ lui-même doit être non nul.

En plus le critère de Nyquist indique que pour annuler l'ISI, le spectre de $h(t)$ doit être plat sur toutes les fréquences inférieure ou égale à la bande minimale de Nyquist qui est égale à :

$$B_{\min} = \frac{1}{2.T} \quad (3.4)$$

Avec T : représente le pas d'échantillonnage.

Une mesure de performance proposée par [15] pour le système DS - CDMA asynchrone par exemple, le système IS - 95 est utilisée pour choisir le filtre de mise en forme. Cette mesure est le ANFE $_{\infty}$ (Average Near - Far Efficiency) où $0 \leq \text{ANFE} \leq 1$ qui est en fonction des caractéristiques du filtre de mise en forme. Donc on peut selon sa valeur, choisir le filtre comme dans l'équation suivante :

$$\text{ANFE}_{\infty} \leq 1 - \frac{\beta^2}{W_{\beta} \cdot T_c} \quad (3.5)$$

Avec W_{β} : la bande du filtre de mise en forme.

β : Facteur de retombée (roll - off factor) du filtre

[15] propose cinq types de filtre de mise en forme :

- a- le filtre rectangulaire.
- b- Le filtre demie - sinus.

- c- Le filtre cosinus surélevé dans le domaine temporel.
- d- Le filtre cosinus surélevé dans le domaine fréquentiel (2,0.1).
- e- Le filtre cosinus surélevé dans le domaine fréquentiel (5,0.1).

Pour avoir $ANFE_{\infty}$ minimale W_{β} doit être égale à $\frac{\beta}{T_c}$ et il n'y a pas un filtre qui satisfait le critère de Nyquist avec cette valeur de W_{β} . En plus, la bande du filtre doit être limitée. Pour trouver un compromis entre la bande du filtre et la valeur $ANFE_{\infty}$, (l'équation (3.5)) la bande du filtre doit être constante dans l'intervalle $\left[-\frac{W_{\beta}}{2}, +\frac{W_{\beta}}{2}\right]$. Le filtre cosinus surélevé est le filtre qui peut satisfaire le critère de Nyquist et sa bande est limitée à $\left[-\frac{(1+\beta)}{2T_c}, +\frac{(1+\beta)}{2T_c}\right]$; Ce filtre sera détaillé dans le chapitre 4.

3.6. Conclusion

L'accès multiples à répartition dans temps (TDMA) divise les accès dans le temps, l'accès multiples à répartition dans la fréquence (FDMA) les divise dans la fréquence et l'accès multiples à répartition de code (CDMA) les divisent en code. Pour distinguer les trois techniques, la division dans le temps où les utilisateurs parlent chacun son tour, la division dans la fréquence où les utilisateurs occupent chacun une bande de fréquence enfin la division de code où les utilisateurs utilisent chacun un code spécial différent des codes des autres utilisateurs.

Vu les avantages et les inconvénients de chaque technique on trouve que la technique CDMA est la plus performante si on aura une bonne séparation entre le signal de l'utilisateur désiré et les signaux des autres utilisateurs.

Chapitre 4

L'analyse du système MC-DS- CDMA

Chapitre 4

4. L'analyse du système MC-DS-CDMA

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons le système d'acquisition DS - CDMA multi - porteuses à séquence directe (MC-.DS-CDMA) dans un canal fading Rayleigh à cause de ces avantages :

1- Robuste à l'effet fading.

2-Supprime les interférences inter-symboles (ISI).

3-Il a besoin d'une vitesse moins élevée par rapport aux systèmes simple porteuse (SC-DS-CDMA).

Nous décrivons le système choisi et spécialement la description du filtre de mise en forme cosinus surélevé.

Avant d'introduire le concept CDMA basé sur les éléments de base de la modulation MC et DS, on présente les signaux DS - CDMA, MC - CDMA et MC - DS - CDMA en trois dimensions en fonction du temps, fréquence et densité de puissance [16].

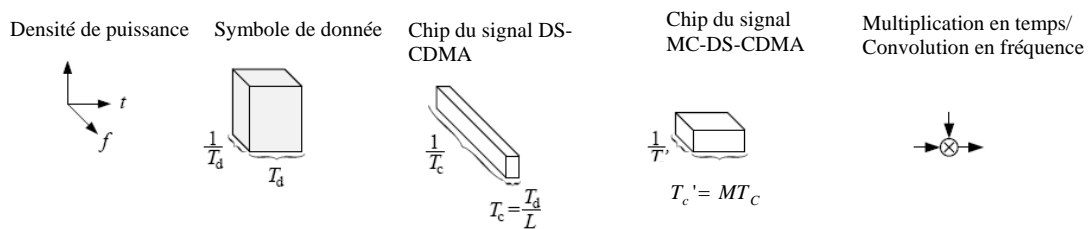


Figure 4.1. : Présentation à trois dimensions des éléments de base du système MC - DS - CDMA en fonction de la fréquence, temps et densité de puissance

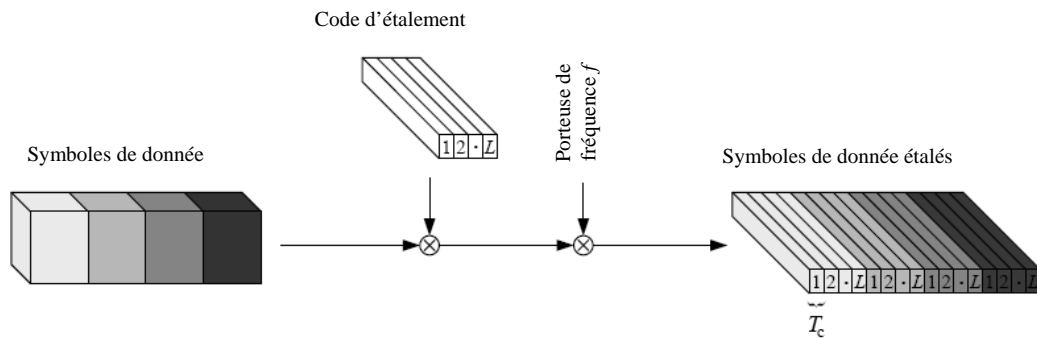


Figure 4.2 : Principe de la modulation DS - CDMA pour un seul utilisateur.

$$T_c = \frac{T_d}{L}$$

Le spectre du symbole de donnée est étalé au moyen d'un code PN spécifique de l'utilisateur désiré avant la transmission sur la fréquence porteuse, le facteur L (processing gain) correspond à la longueur de la séquence PN et T_c représente la durée de bit de cette dernière.

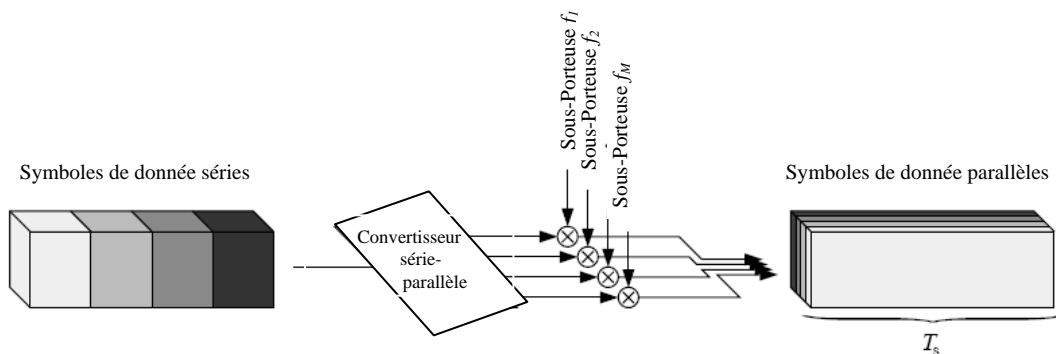


Figure 4.3 : Principe de la modulation multi - porteuse (MC) $T_s = T_d . M$.

Le principe de modulation MC est de convertir la séquence de donnée série en M sous - séquences parallèle modulant M sous - porteuse. Le principe de conversion est de convertir une séquence a haut débit de bit de donnée $\frac{1}{T_d}$ en M sous - séquences de faible débit de bit

$\frac{1}{T_s}$ ce qui rend la conversion S/P (serial/parallel) une approche pour minimiser les interférences ISI. Chaque sous - séquence est modulée par sa sous - porteuse et la bande du canal est divisée en M sous - bandes ; Pour éviter les interférences ICC, on doit assurer la condition d'orthogonalité entre les sous - bandes. L'orthogonalité est obtenue en choisissant

l'espacement entre les sous - bandes supérieur a la bande de Nyquist. Cela est acquis en utilisant le filtre de mise en forme rectangulaire [17]. La technique de modulation MC est appelée aussi modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). L'implémentation OFDM numérique est acquise en utilisant la technique FFT (Fast Fourier Transform).

Pour répartir les données à transmettre sur les M porteuses, on groupe les symboles par paquets de M moyennant le bloc S/P et la séquence de M symboles constitue un symbole OFDM comme dans la Figure 4.4 [17].

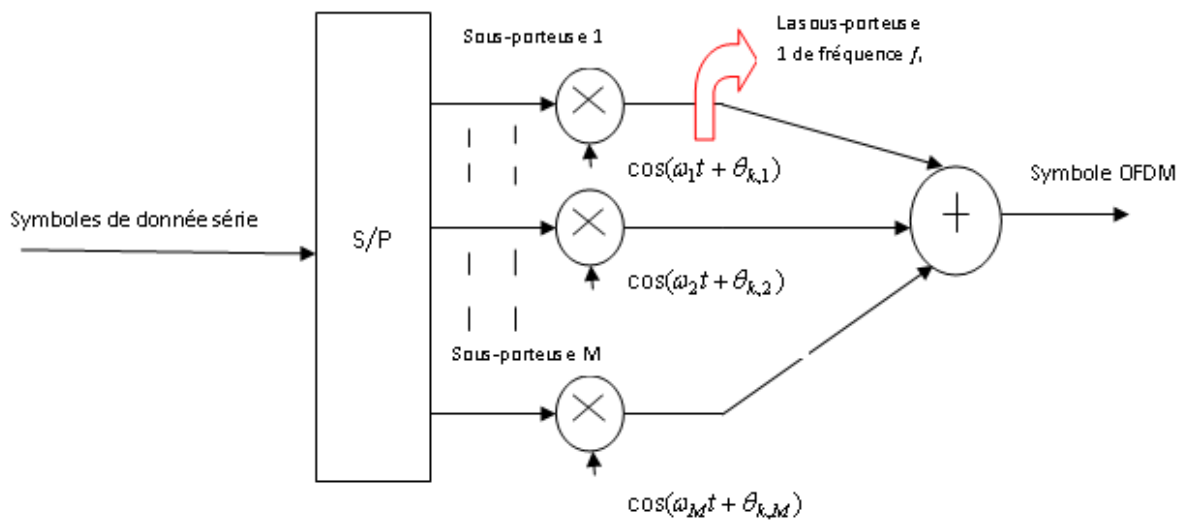


Figure 4.4 : Principe de la modulation OFDM.

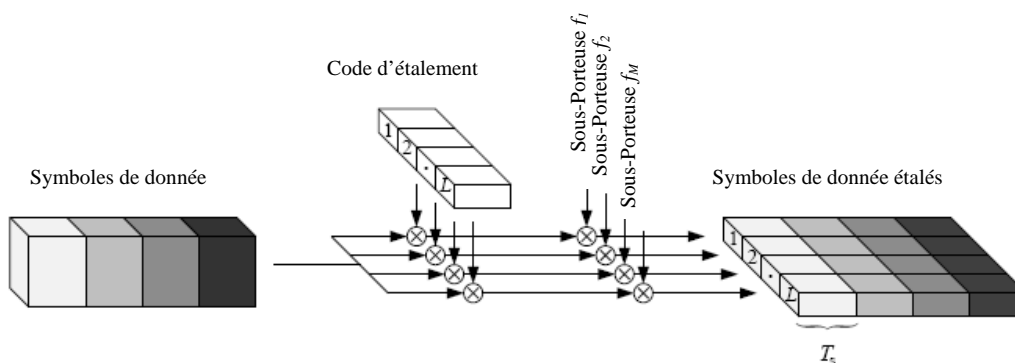


Figure 4.5 : Principe de la modulation MC - CDMA pour un seul utilisateur.

$$T_d = T_s = T'_c = M.T_c, M = L.$$

Le système MC - CDMA est une combinaison OFDM - CDMA où l'étalement se fait dans le domaine fréquentiel sachant que le nombre de sous - porteuses M est choisi égal à la longueur de la séquence d'étalement L .

La plus part des systèmes MC - CDMA sont proposés pour les communications descendantes.

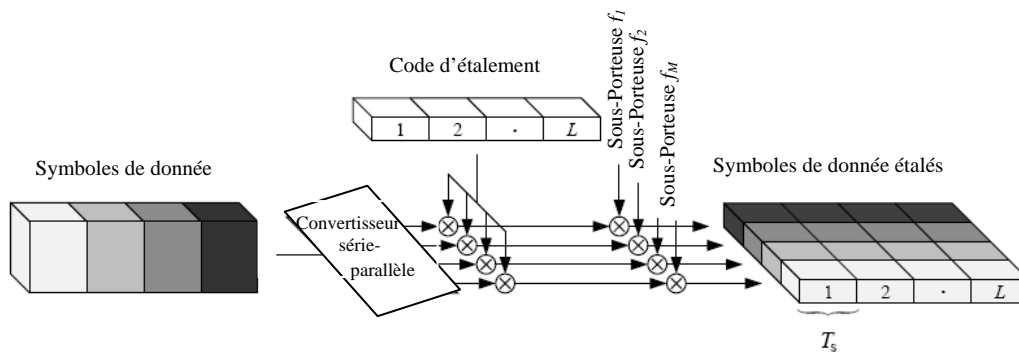


Figure 4.6 : Principe de la modulation MC - DS - CDMA pour un seul utilisateur.

$$T_d = T_s = T'_c = M.T_c, M = L.$$

Le système MC - DS - CDMA est une combinaison OFDM avec DS - CDMA où l'étalement se fait dans le domaine temporel et sachant que le nombre de sous - porteuses M est choisie égal à la longueur de la séquence d'étalement L .

Le système MC - DS - CDMA est proposé pour les communications montantes (qui sont notre cas).

4.2 Le modèle du système

On considère le système à porteuse simple dans le domaine de fréquence de largeur de bande : W_{sp} donnée par l'équation suivante (voir la Figure 4.7.a) [18]:

$$W_{sp} = (1 + \beta) \cdot \frac{1}{T_c} \quad (4.1)$$

avec β : est le facteur de retombée (roll off factor) du filtre de mise en forme (shaping filter) où $0 \leq \beta \leq 1$ et T_c : représente la durée du bit du système à simple porteuse. Dans le cas du système multi - porteuse proposée, on divise la largeur de bande W_{sp} en M sous bandes (de

largeur égale) (voir la Figure 4.7.b). La largeur de chaque sous bande W_{M_p} est comme suit [18]:

$$W_{M_p} = (1 + \beta) \cdot \frac{1}{M T_c} \quad (4.2)$$

Avec M : Le nombre total des porteuses (sous - porteuse).

Et $M T_c$: est la durée de chip du signal MC-DS-CDMA.

4.2.1 L'émetteur

L'émetteur pour le $k^{\text{ème}}$ utilisateur proposé est montré dans la Figure 4.8, de sorte que $d_{(n/L)}^{(k)}$ représente la séquence de donnée (modulation en bande de base BPSK), et $c_n^{(k)}$ est la séquence pseudo-aléatoire qui étale le signal de donnée avec L le nombre de chips par symbole. Le résultat de multiplication des deux séquences $d_{(n/L)}^{(k)} c_n^{(k)}$ passe à travers un modulateur d'impulsion avec une énergie par bite E_c ensuite le filtre de mise en forme.

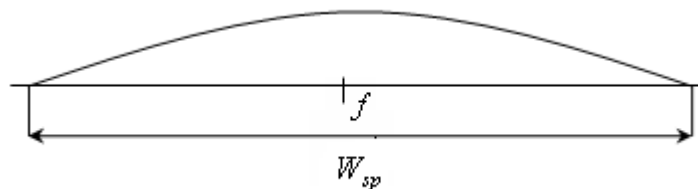


Figure 4.7.a : Spectre du système à simple porteuse

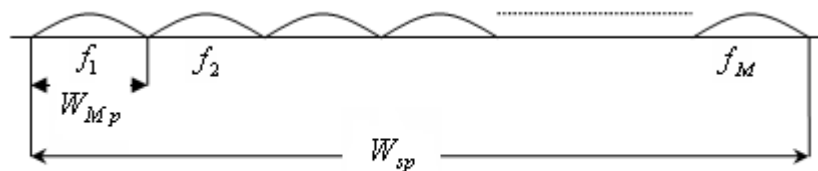
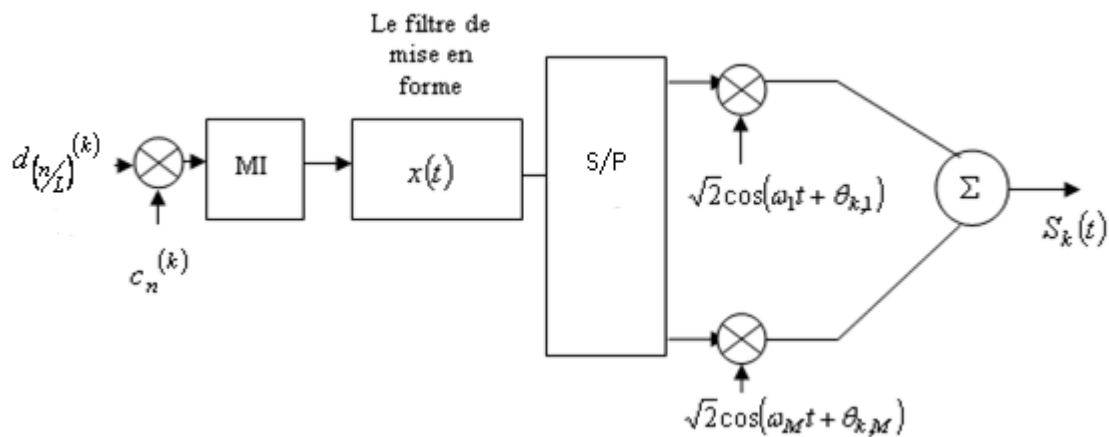


Figure 4.7.b : Spectre du système multi - porteuse

Le signal transmis à la sortie du filtre de mise en forme $x(t)$ module M porteuses. L'énergie du signal modulé est égale à $\frac{E_c}{M}$. Le signal transmis $S_k(t)$ donné par [18]-[19]-[21] à l'expression suivante:

$$S_k(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{M}} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_{(n/L)}^{(k)} c_n^{(k)} x(t - nMT_c) \cdot \sum_{m=1}^M \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}) \quad (4.3)$$

Avec $x(t)$: la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme à l'émission, et $\theta_{k,m}$ représente la variable aléatoire uniformément distribuée sur $(0, 2\pi)$.



MI: modulateur d'impulsion

$$\text{Energie/bit} = E_c$$

Figure 4.8 : L'émetteur du système MC - DS - CDMA

Dans les études précédentes, la suppression des interférences entre les sous bandes dans le système MC - DS - CDMA n'est acquise que si les fréquences des M porteuses vérifient la condition d'orthogonalité c'est-à-dire [19] :

$$\int_0^{T_c} \cos(\omega_i t + \theta_i) \cdot \cos(\omega_j t + \theta_j) dt = 0 \quad \text{pour } i \neq j \quad (4.4)$$

f_i et θ_i : Fréquence et phase de l' i ème porteuse respectivement.

f_j et θ_j : Fréquence et phase de la j ème porteuse respectivement.

Donc l'interférence entre les sous bandes n'aura pas lieu, par contre l'effet fading et la fréquence doppler peuvent éliminer la condition d'orthogonalité. Cela nécessite l'utilisation d'un filtre tel que le cosinus surélevé en plus.

4.2.2 Le filtre cosinus surélevé

Dans le système MC - DS - CDMA la bande du canal est divisée en des sous bandes égales (subchannels). Les performances de ce système se dégradent à cause des interférences MAI (Multiple Access interference). Les paramètres qui influent sur les MAI sont : le nombre de porteuse, l'espace entre les porteuses adjacentes et le filtre employé. Pour la plus part des systèmes MC - DS - CDMA, on a trouvé dans la littérature que le filtre de mise en forme rectangulaire limité dans le temps et le cosinus surélevé à bande limité sont les plus utilisées généralement [22, 23].

Dans la littérature, il est aussi montré que plus le nombre de multi - porteuse augmente plus le niveau de MAI diminue [24]. Donc on doit utiliser le filtre dans le domaine fréquentielle, car l'utilisation de ce filtre dans le domaine temporelle rend le choix de M élevé impossible [15].

Le filtre utilisé dans ce système d'acquisition est le **cosinus surélevé à bande limitée**.

a- Définition du filtre cosinus surélevé:

Le filtre cosinus surélevé est un filtre électronique particulier, fréquemment utilisé pour la mise en forme dans la modulation digitale à cause de sa grande capacité de minimiser les interférences inter - symboles (ISI). Son nom vient du faite que la portion non - zéro du spectre de fréquence pour $\beta = 1$ (facteur de retombée) est une fonction cosinus élevée sur l'axe de fréquence horizontal.

b- Description mathématique:

Le filtre cosinus est une implémentation de filtre de Nyquist passe - bas. Son spectre représente une symétrie impaire autour de $\frac{1}{2T}$, avec T est la durée de chaque chip du signal

MC - DS - CDMA du système de communication, Le tracé de la réponse fréquentielle du filtre pour différent valeurs de β est donné par la Figure 4.9 et l'équation suivante:

$$H(f) = \begin{cases} T & ; |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right] & ; \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0 & ; \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec $0 \leq \beta \leq 1$

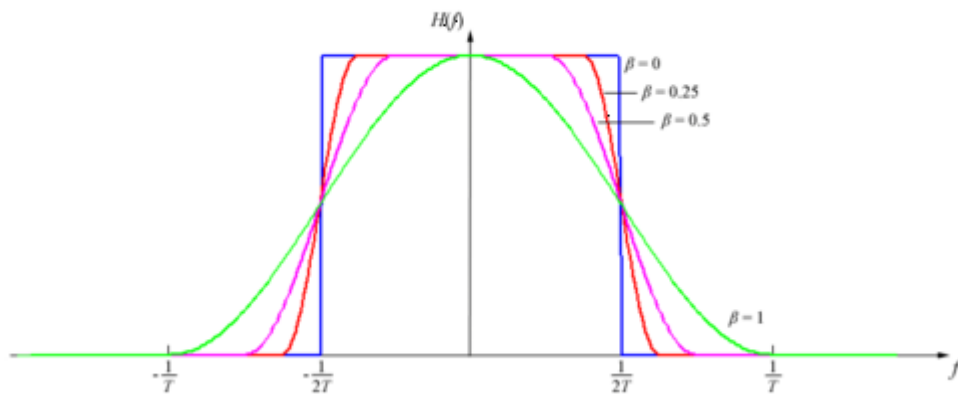


Figure 4.9 : La réponse fréquentielle du filtre cosinus surélevé pour différent valeurs de β .

La réponse impulsionnelle (Figure 4.10) du filtre est donnée par l'équation suivante:

$$h(t) = \text{sinc} \left(\frac{t}{T} \right) \cdot \frac{\cos \left(\frac{\pi \beta t}{T} \right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (4.6)$$

c- Facteur de retombée (roll – off factor):

Le facteur de retombée mesure l'excès de la largeur de bande Δf du filtre (c'. à. d. la largeur de bande occupée au delà de la bande de Nyquist). β est égal à:

$$\beta = \frac{2 \cdot \Delta f}{R_s} = 2 \cdot T \Delta f$$

Avec $R_s = \frac{1}{T}$.

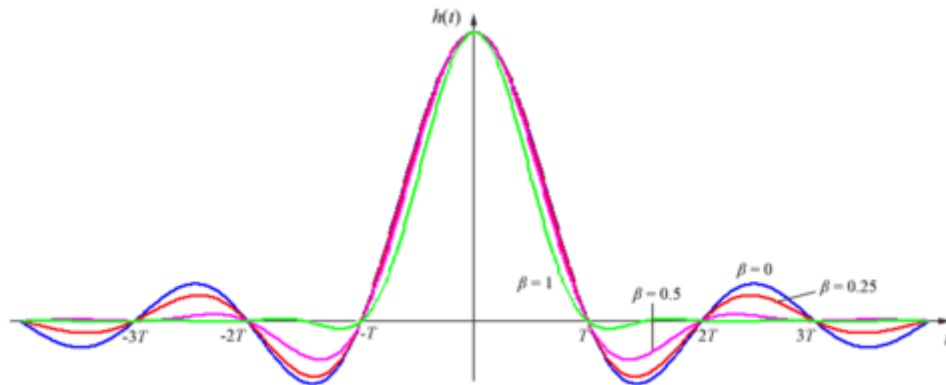


Figure 4.10 : La réponse impulsionnelle du filtre cosinus surélevé pour différentes valeurs de β .

Pour $\beta = 1$, la fonction $H(f)$ est une fonction cosinus comme dans l'équation suivante:

$$H(f)_{\beta=1} = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 + \cos(\pi f T)]; & |f| \leq \frac{1}{T} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.7)$$

$H(f)$ a un bon diagramme de l'œil voir Figure 4.11, mais on constate qu'elle occupe une bande deux fois plus large que la bande de Nyquist minimale.

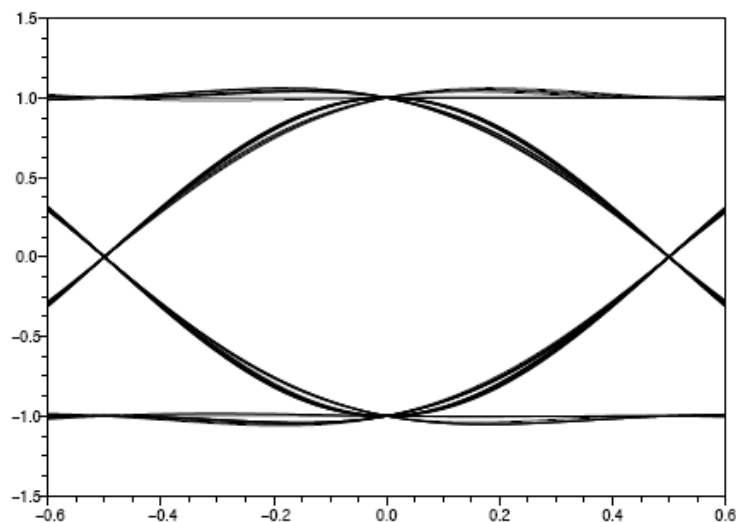


Figure 4.11 : Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 1$.

Pour $\beta = 0$, la fonction $H(f)$ est une fonction rectangulaire comme dans l'équation suivante:

$$\lim_{\beta \rightarrow 0} H(f) = \text{rect}(fT) \quad (4.8)$$

$H(f)$ a une bande égale à la bande minimale de Nyquist, mais de fréquence de coupure abrupte et irréalisable pratiquement et le diagramme de l'œil avec une ouverture horizontale nulle voire Figure 4.12.

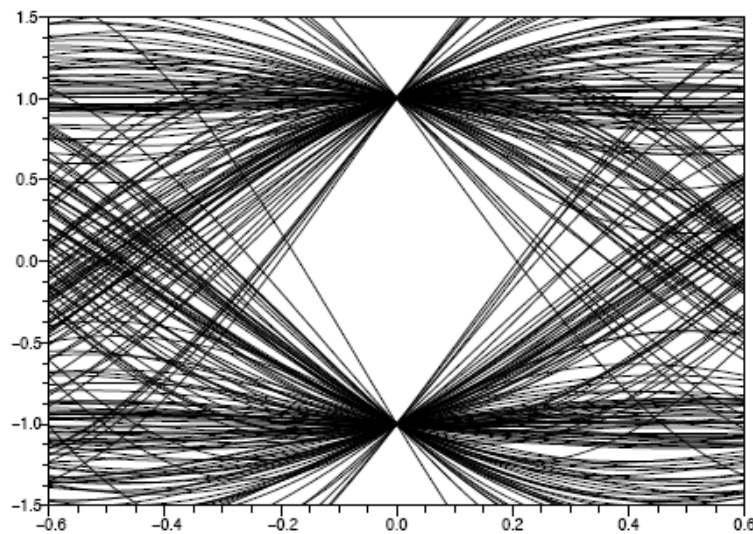


Figure 4.12 : Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 0$.

En se basant sur la Figure 4.8, $H(f)$ pour $\beta = 0.5$ passe d'une valeur constante à une valeur nulle dans une bande de transition de largeur $\frac{\beta}{T}$ et un bon diagramme de l'œil voir Figure 4.13. C'est la meilleure valeur pour ce filtre.

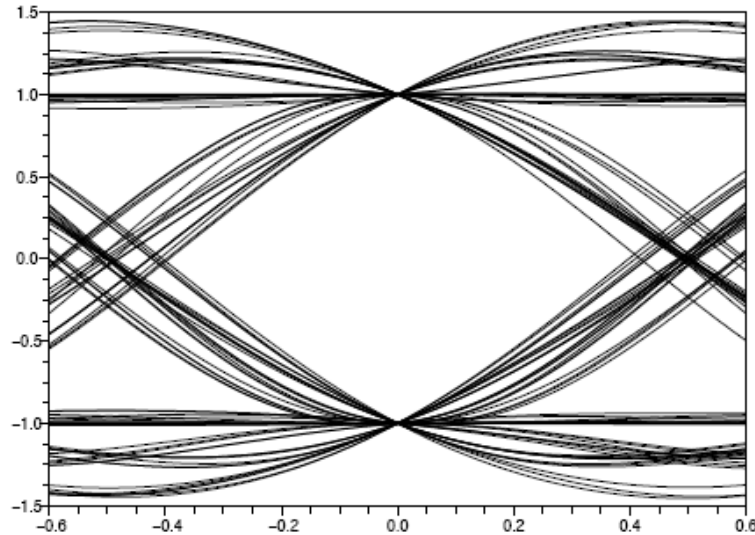


Figure 4.13 : Le diagramme de l'œil du cosinus surélevé pour $\beta = 0.5$.

d- La largeur de bande du filtre:

La largeur de bande du filtre est généralement définie comme étant la largeur de la portion non - zéro de son spectre, elle est égale à:

$$BW = \frac{1}{2} R_s (1 + \beta) \quad (4.9)$$

4.2.3 Le canal

Le canal dans le domaine de fréquence est caractérisé par une largeur de bande cohérente (Δf_c). Si la bande de cohérence du canal est plus grande par rapport à la bande du signal transmis, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit non - sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, aux moins deux composantes subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit sélectif en fréquence [10].

Le canal étudié est un canal à évanouissement (fading) lents, car la bande du signal DS - CDMA est supposée très petite devant la bande cohérente du canal. D'une autre manière le canal est fading non - sélectif en fréquence.

La fonction de transfert la $m^{\text{ème}}$ bande de fréquence pour le $k^{\text{ème}}$ utilisateur est égale à $\alpha_{k,m} \exp(j\beta_{k,m})$. On suppose dans notre étude qu'il n'y a pas de trajet directe, donc la loi de

distribution du module de $\alpha_{k,m}$ est une loi Rayleigh, avec $\alpha_{k,m}$ et $\beta_{k,m}$ des variables aléatoires indépendantes et identiques distribuées (i.i.d) sur $[0, 2\pi]$, ayant le second moment égale à 1. Le signal reçu est donné par l'équation suivant [19, 21]:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{2E_c}{M}} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_{(n+D_k)/L}^{(k)} \cdot c_{(n+D_k)}^{(k)} \cdot h(t - nMT_c - \zeta_k) \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t + \theta'_{k,m}) \right\} + n_w(t) \quad (4.10)$$

Avec $h(t) = x(t) * x(-t)$ et représente la réponse du système globale, $n_w(t)$: est un bruit blanc gaussien avec une densité spectrale double latérale (PSD) $\frac{\eta_0}{2}$ et $\theta'_{k,m} = \theta_{k,m} + \beta_{k,m}$ est uniformément distribué sur $[0, 2\pi]$, D_k est la phase de la séquence, ζ_k est le temps inconnue donné par $\zeta_k = D_k MT_c + \tau_k$, ici la valeur de τ_k représente le retard dans le temps uniformément distribué sur $[0, MT_c]$.

4.2.4 Le récepteur

Le récepteur du $k^{\text{ème}}$ utilisateur est montré dans la Figure 4.14.a, b. Les caractéristiques du filtre de mise en forme pour les quelles les interférences entre les sous bandes et celle entre les canaux adjacents seront négligeables sont :

Sachant que $x(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme au niveau de l'émetteur on pose : $H(f) \equiv |X(f)|^2$ satisfait le critère de Nyquist : $\int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \equiv 1$ avec $H(f)$ est à

bande limitée, et $W' = \frac{1}{MT_c}$ où $W' \leq \frac{f_{m+1} - f_m}{2}$ et f_m est la $m^{\text{ème}}$ fréquence des porteuses. Le filtre choisi est le cosinus surélevé dans le domaine fréquentiel où $H(f)$ est donnée par l'équation suivante [15, 21]

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{W'} & ; |f| \leq \frac{W'}{2}(1-\beta) \\ \frac{1}{2W'} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{1}{2\beta} \left(\frac{2\pi|f|}{W'} - \pi \right) \right] \right\} & ; \frac{W'}{2}(1-\beta) \leq |f| \leq \frac{W'}{2}(1+\beta) \\ 0 & ; \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.11)$$

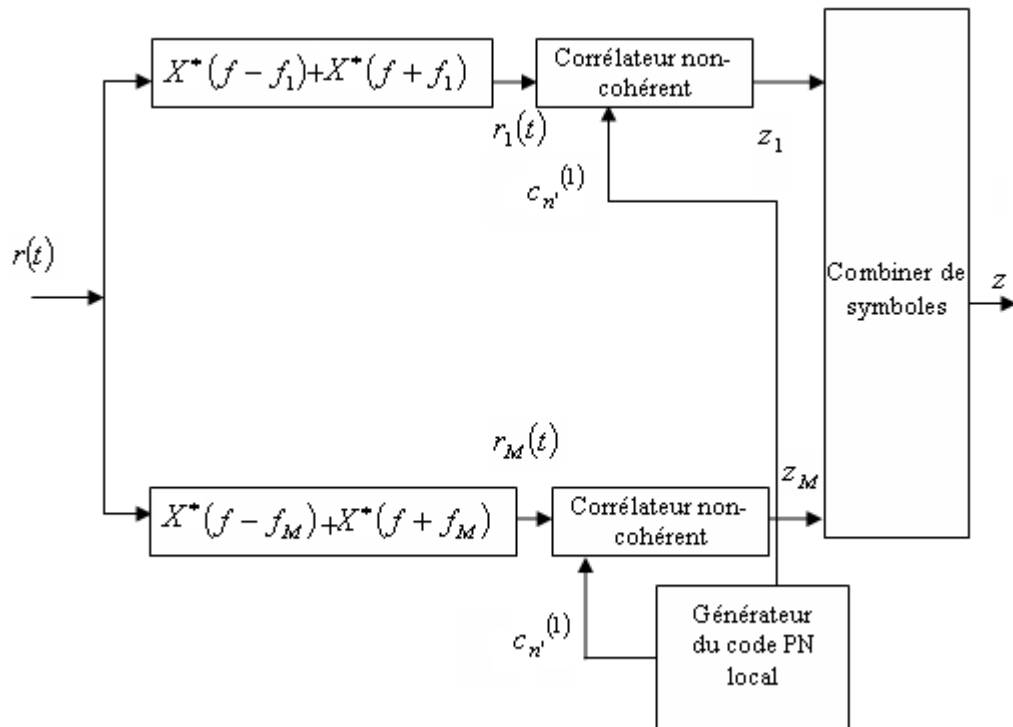


Figure 4.14.a : Le récepteur du système MC - DS - CDMA.

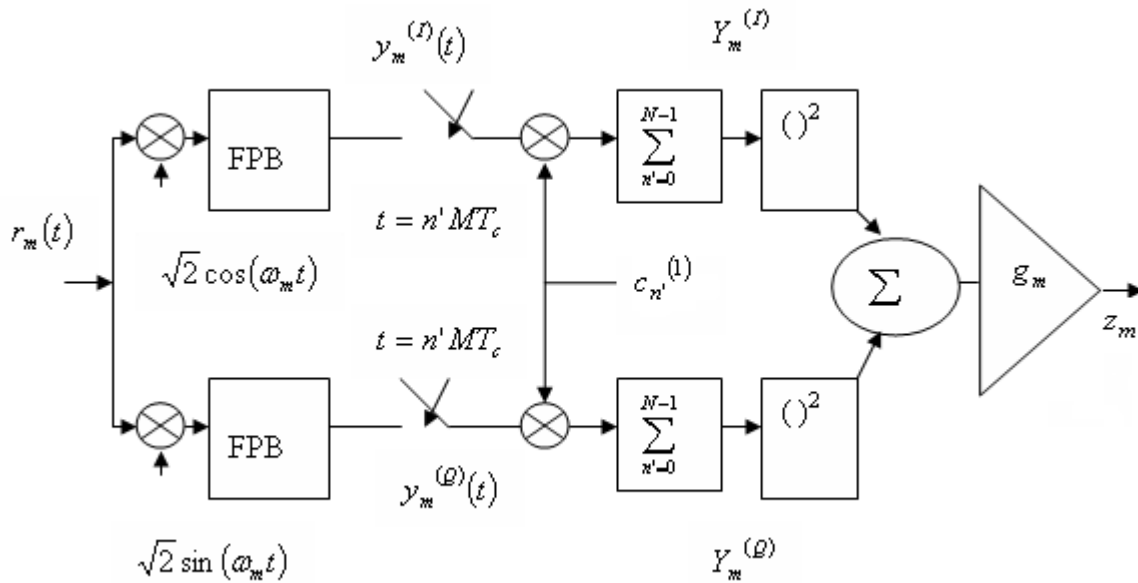


Figure 4.14.b : Le corrélateur non - cohérent (I, Q) de la $m^{\text{ème}}$ branche du système MC - DS - CDMA.

Le corrélateur non - cohérent de la $m^{\text{ème}}$ porteuse comme dans la Figure 4.14.b est du modèle (I, Q) où dans chaque branche I et Q, le signal reçu de la $m^{\text{ème}}$ porteuse est démodulé ensuite passé par un filtre passe - bas qui élimine le terme qui contient la fréquence doublée de la $m^{\text{ème}}$ porteuse. La sortie du filtre est échantillonnée et multipliée par la séquence pseudo - aléatoire locale générée au niveau du récepteur suivi d'une corrélation discrète. Après la corrélation, la sortie dans chaque branche passe à travers un détecteur d'enveloppe quadratique et le résultat des deux branches est sommé pour donner la variable de décision de la $m^{\text{ème}}$ porteuse qui sera combinée dans le combineur de symbole.

La combinaison des sorties de corrélateurs pour chaque porteuse est non - cohérente car la phase du signal reçu est inconnue dans chaque sous bande. On a deux types de combinaison; la combinaison à gain égal et la combinaison sélective.

Ce système a besoin de M amplificateurs pour un rapport maximal de combinaison [19]. La technique de recherche pour le système d'acquisition proposée est une technique de recherche série - parallèle (serial implementation of a maximum - likelihood algorithm [9]) où chaque corrélateur fait la corrélation seriellement avec toutes les phases possibles ΔU de la séquence locale PN.

On suppose que U_1 est la région d'incertitude totale ($M = 1$) et U : est la région d'incertitude pour chaque sous bande $\left(\frac{U_1}{M}\right)$. Les sorties des corrélateurs sont avec la même phase du code PN local.

Dans ce travail on s'intéresse de la synchronisation entre les codes PN. Pour l'acquisition initiale on suppose l'alignement (ΔT_c) entre le code PN local et reçu est égale à $\left(\frac{T_c}{2}\right)$ pour satisfaire les capacités du système de synchronisation fine (tracking). La phase correcte (selon l'hypothèse H_1) correspond à $\zeta_1 = 0$, les autres phases (selon l'hypothèse H_0) correspondent à $\zeta_1 = D_1 M T_c$ avec $D_1 \neq 0$.

4.2.4.1 Les sorties du corrélateur non - cohérent (I, Q)

Dans notre cas, on suppose que $d_{(n+D_1)/L}^{(1)} = 1$ pour l'utilisateur désiré ($k=1$), la corrélation est faite sur N bits. Les composantes I et Q du $m^{\text{ème}}$ porteuse sont [18,21]:

$$Y_m^{(I)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) \cos(\theta'_{1,m}) + I_{Y_m}^{(I)} + N_{Y_m}^{(I)} \quad (4.14.a)$$

$$Y_m^{(Q)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) \sin(\theta'_{1,m}) + I_{Y_m}^{(Q)} + N_{Y_m}^{(Q)} \quad (4.14.b)$$

Avec:

$$C(\zeta_1) = \sqrt{\frac{E_c}{M}} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{n'}^{(1)} c_{n+D_1}^{(1)} h[(n'-n)MT_c - \zeta_1] \quad (4.15.a)$$

$$I_{Y_m}^{(Q)} = \sum_{n'=0}^{N-1} c_{n'}^{(1)} \left\{ \sum_{k=2}^K \sqrt{\frac{E_c}{M}} \alpha_{k,m} \sin(\theta'_{k,m}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_{[(n+D_k)/L]}^{(k)} c_{n+D_k}^{(k)} h[(n'-n)MT_c - \zeta_k] \right\} \quad (4.15.b)$$

$$I_{Y_m}^{(I)} = \sum_{n'=0}^{N-1} c_{n'}^{(1)} \left\{ \sum_{k=2}^K \sqrt{\frac{E_c}{M}} \alpha_{k,m} \cos(\theta'_{k,m}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_{[(n+D_k)/L]}^{(k)} c_{n+D_k}^{(k)} h[(n'-n)MT_c - \zeta_k] \right\} \quad (4.15.c)$$

$$N_{Y_m}^{(I)} = \sum_{n'=0}^{N-1} c_{n'}^{(I)} \left[Lp \left\{ n'_{w,m}(t) \sqrt{2} \cos(\omega_m t) \right\} \right]_{t=n'MT_c} \quad (4.16.a)$$

$$N_{Y_m}^{(Q)} = \sum_{n'=0}^{N-1} c_{n'}^{(I)} \left[Lp \left\{ n'_{w,m}(t) \sqrt{2} \sin(\omega_m t) \right\} \right]_{t=n'MT_c} \quad (4.16.b)$$

Dans (4.16.a) et (4.16.b) le terme $n'_{w,m}(t)$ est $n_{w,m}(t)$ après passage a travers le $m^{\text{ème}}$ filtre de mise en forme et $Lp\{ \}$ représente le filtre passe - bas pour que la fréquence de la porteuse doublée sera ignorait. On note que $N_{Y_m}^{(I)}$ et $N_{Y_m}^{(Q)}$ sont supposées Gaussiennes, et $I_{Y_m}^{(I)}$ et $I_{Y_m}^{(Q)}$ sont asymptotiquement Gaussien [20, 21]. En définie de nouveau variables aléatoires Gaussiennes avec moyenne nulle et variance σ_m^2 , $\eta_m^{(I)} = I_{Y_m}^{(I)} + N_{Y_m}^{(I)}$ et $\eta_m^{(Q)} = I_{Y_m}^{(Q)} + N_{Y_m}^{(Q)}$, les deux variables ne sont pas en fonction de $\zeta_1, \theta_{1,m}, \alpha_{1,m}$; Les variances des variables $I_{Y_m}^{(Q)}, I_{Y_m}^{(I)}, N_{Y_m}^{(Q)}$ et $N_{Y_m}^{(I)}$ sont dérivés de [18, 19,21] et elles sont égales à:

$$\sigma_{I_m}^2 = \text{var}(I_{Y_m}^{(Q)}) = \text{var}(I_{Y_m}^{(I)}) = \frac{N(K-1)E_c}{2M} \left(1 - \frac{\beta}{4} \right) \quad (4.17.a)$$

$$\sigma_{N_m}^2 = \text{var}(N_{Y_m}^{(Q)}) = \text{var}(N_{Y_m}^{(I)}) = \frac{N\eta_0}{2} \quad (4.17.b)$$

N : représente la période de corrélation du système MC - DS-CDMA.

Avec: $\sigma_m^2 = \sigma_{I_m}^2 + \sigma_{N_m}^2$

On peut écrire (4.14.a) et (4.14.b) on se basant sur les variables définies précédamment comme:

$$Y_m^{(I)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) \cos(\theta_{1,m}) + \eta_m^{(I)} \quad (4.18.a)$$

$$Y_m^{(\varrho)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) \sin(\theta'_{1,m}) + \eta_m^{(\varrho)} \quad (4.18.b)$$

Dans notre travail, en étudie les statistiques conditionnées sur $\alpha_{1,m}$ et l'hypothèse H_i ($i = 0, 1$) tout en négligeant la condition sur $\theta'_{1,m}$, (4.18.a) et (4.18.b) devient:

$$Y_m^{(I)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) + \eta_m^{(I)} \quad (4.19.a)$$

$$Y_m^{(\varrho)} = \alpha_{1,m} C(\zeta_1) + \eta_m^{(\varrho)} \quad (4.19.b)$$

En considère, dans notre travail que la séquence étalée pour l'utilisateur 1 est déterministe et $d_{\left[\frac{(n+D_k)}{L}\right]}^{(k)} c_{(n+D_k)}^{(k)}$ pour $k = 2, 3 \dots K$ sont des séquences aléatoires et indépendantes.

$C(\zeta_1)$: représente la corrélation sur N bits entre les deux codes reçu et local et à partir du théorème de limite centrale $C(\zeta_1)$ a une distribution Gaussienne puisque $N \gg 1$.

Les statistiques de la corrélation sont présentées dans l'annexe A (la moyenne et la variance conditionnée sur l'hypothèse H_i et l'offset normalisé p_0).

Les sorties du corrélateur non-cohérent de la $m^{\text{ème}}$ branche sont données par [21]:

$$z_m = g_m^{-1} \left\{ \left(Y_m^{(I)} \right)^2 + \left(Y_m^{(\varrho)} \right)^2 \right\} \quad (4.20)$$

Avec g_m^{-1} est le gain adaptatif de contrôle (AGC) de la $m^{\text{ème}}$ Branche suppose l'estimation parfaite de la moyenne de l'énergie reçue donnée par [21]:

$$g_m = \frac{1}{y_m^{(I)}(n'MT_c)^2 + y_m^{(\varrho)}(n'MT_c)^2} \quad (4.21)$$

Les termes $\overline{y_m^{(I)}(n'MT_c)^2}$ et $\overline{y_m^{(Q)}(n'MT_c)^2}$ peuvent être obtenus à partir des équations (4.17.a), (4.17.b), g_m est égale à:

$$g(C_m + I_m) = \frac{K E_c}{M} \left(1 - \frac{\beta}{4}\right) \quad (4.22)$$

$$g_{N_m} = \eta_0$$

$$g_m = g_{N_m} + g(C_m + I_m)$$

Dans notre cas on suppose g_m le même dans tout les sous bandes, cas qu'il n'y a pas l'interférence à bande partielle (no-PBI) (partial band interference).

L'AGC : est un système adaptatif trouvé dans des instruments électroniques. Le niveau de la moyenne du signal de sortie est asservie pour ajuster le gain; Par exemple, sans AGC le son émie venant d'un récepteur radio peut varier du son le plus élevé au son le plus faible, le AGC diminue le volume du son élevé et augmente le niveau du son le plus bas. Donc le circuit AGC ajuste le gain du récepteur et maintient la moyenne du signal de sortie constante.

4.3 Conclusion

Puisque les interférences ISI sont généralement causées par la propagation multi - trajets et la réponse fréquentielle non - linéaire du canal, donc on doit minimisées ces interférences car elles introduisent des erreurs dans la décision. Dans notre travail on néglige les interférences ISI dues à la propagation multi - trajets et le deuxième problème qui cause ces interférences peut être éliminé en utilisant le filtre de mise en forme (cosinus surélevé) qui est bien détaillé dans ce chapitre. Ce dernier peut aussi éliminer les interférences co-canal (CCI).

Le contrôle de puissance rapide est le seul moyen permettant de maximiser le nombre d'utilisateurs communiquant en même temps dans le réseau d'où l'utilisation du système adaptatif AGC qui élimine l'un des principaux inconvénients de la méthode d'accès CDMA.

Chapitre 5

*Calcul des probabilités et
Résultats de simulation*

Chapitre 5

Calcul des probabilités et Résultats de simulation

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous développons les expressions mathématiques de la probabilité de fausse alarme et de détection pour deux types de combinaison (la combinaison à gain égal et la combinaison sélective). En variant le nombre de porteuses et le nombre d'utilisateurs (qui produisent les interférences à accès multiples (MAI)) et d'autres facteurs, les résultats de simulation montrent l'influence positive et négative des facteurs notés précédemment pour le système MC - DS - CDMA.

5.2 Les statistiques de sortie du corrélateur non-cohérent

En se basant sur les calculs notés dans le chapitre 4, les statistiques des composantes $Y_m^{(I)}$ et $Y_m^{(Q)}$ pour des valeurs données de $\alpha_{1,m}$, et $m_{m,i}$ ces composantes sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes de même variance $\sigma_{m,i}^2$ et de même moyenne $\alpha_{1,m} m_{m,i}$

$$\sigma_{m,i}^2 = \sigma'_{m,i}{}^2 + \sigma_{I_m}^2 + \sigma_{N_m}^2 \quad (5.1)$$

Le calcul de $\sigma'_{m,i}{}^2$ est détaillé dans l'annexe A.

En présence du signal (hypothèse H_1), l'équation (5.1) devient :

$$\sigma_{m,1}^2 = \frac{N \cdot \eta_0}{2} \left[1 + \frac{E_c}{M \cdot \eta_0} (K - 1) \left(1 - \frac{\beta}{4} \right) \right] \quad (5.2.a)$$

En absence du signal (hypothèse H_0), l'équation (5.1) devient :

$$\sigma_{m,0}^2 = \frac{N \cdot \eta_0}{2} \left[1 + \frac{E_c}{M \cdot \eta_0} K \left(1 - \frac{\beta}{4} \right) \right] \quad (5.2.b)$$

La sortie du corrélateur non - cohérent pour la m^{ème} branche z_m est égale à :

$$z_m = g_m^{-1} \left(\left(Y_m^{(I)} \right)^2 + \left(Y_m^{(Q)} \right)^2 \right) \quad (5.3)$$

La densité de probabilité conditionnelle de z_m conditionnée sur $\alpha_{i,m}$ et H_i ($i = 0,1$) suit une distribution χ^2 centrale selon l'hypothèse H_0 et non-centrale selon l'hypothèse H_1 avec deux degrés de liberté on à :

$$p(z_m / \alpha_{1,m}, H_i) = \frac{1}{2v_{m,i}} I_0 \left(\frac{\sqrt{z_m} m'_{m,i} \alpha_{1,m}}{v_{m,i}} \right) \exp \left(- \frac{z_m + m'_{m,i}{}^2 \alpha_{1,m}{}^2}{2v_{m,i}} \right) \quad (5.4)$$

$I_0(x)$: Fonction de Bessel d'ordre zéro et de première espèce.

Avec $v_{m,i} = g_m^{-1} \sigma_{m,i}{}^2$ et $m'_{m,i} = \sqrt{g_m^{-1} m_{m,i}{}^2}$

$$g_m = \eta_0 \left[1 + \frac{E_c}{M \cdot \eta_0} K \left(1 - \frac{\beta}{4} \right) \right] \quad (5.5)$$

Pour un canal Rayleigh fading, $\alpha_{1,m}$ est une variable aléatoire de Rayleigh avec une variance égale à 1, la densité de probabilité conditionnée de z_m est donnée par (voir l'annexe B) [21]:

$$p(z_m / H_i) = \int_0^{+\infty} 2\alpha_{1,m} \cdot \exp(-\alpha_{1,m}{}^2) p(z_m / \alpha_{1,m}, H_i) d\alpha_{1,m} \quad (5.6)$$

$$p(z_m / H_i) = \frac{1}{2v'_{m,i}} \exp \left(- \frac{z_m}{2v'_{m,i}} \right) \quad (5.7)$$

Avec

$$v'_{m,i} = v_{m,i} + \frac{m'_{m,i}{}^2}{2}$$

5.2.1 Les statistiques de sortie du combiner non - cohérent

Dans ce travail, on considère deux types de combinaison non - cohérente; combinaison à gain égal et combinaison sélective.

5.2.1.1 Combinaison à gain égal

Dans ce type de combinaison de symbole, la sortie est donnée par [5]:

$$z = \sum_{m=1}^M z_m \quad (5.8)$$

La fonction caractéristique conditionnée sur H_i de z est le produit de toutes les fonctions caractéristiques de z_m :

$$\Psi_{(z/H_i)}(s) = \prod_{m=1}^M \Psi_{(z_m/H_i)}(s) \quad (5.9)$$

Avec $\Psi_{(z_m/H_i)}(s)$ est la transformée de Fourier inverse de la densité de probabilité de z_m qui est obtenue à partir de l'équation (5.7).

Pour un canal Rayleigh fading, la fonction caractéristique de z_m est donnée par [21]:

$$\Psi_{(z_m/H_i)}(s) = \frac{1}{1 - 2v'_{m,i} s} \quad (5.10)$$

La densité de probabilité de z est la transformé de Fourier de sa fonction caractéristique :

$$p(z/H_i) = TF \left\{ \prod_{m=1}^M \Psi_{(z_m/H_i)}(s) \right\} \quad (5.11)$$

A partir du théorème des résidus de Cauchy, on a [21]:

$$p(z/H_i) = \frac{z^{M-1} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,i}}\right)}{(2v'_{m,i})^M \text{Fact}(M-1)} \quad (5.12)$$

5.2.1.2 Combinaison selective

On suppose que tout les z_m sont des variables aléatoires (i.i.d). Dans ce type de combinaison, la phase qui correspond au test le plus élevé est supposée la phase correcte (i.e. $z = \max(z_1, z_2, z_3, \dots, z_M)$).

Pour cela, on définit la fonction de distribution jointe comme suit [5]:

$$F(z/H_i) = P\{z_1 \leq z, z_2 \leq z, \dots, z_M \leq z/H_i\} \quad (5.13.a)$$

$$F(z/H_i) = \prod_{m=1}^M \left[1 - \int_z^{+\infty} p(z_m/H_i) dz \right] \quad (5.13.b)$$

La densité de probabilité de z est égale à:

$$p(z/H_i) = \frac{\partial F(z_m \leq z)}{\partial z} \quad (5.14)$$

Dans le canal Rayleigh fading, la fonction de distribution jointe conditionnelle de z est obtenue à partir de (5.7) comme suit:

$$F(z/H_i) = \left[1 - \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,i}}\right) \right]^M \quad (5.15)$$

A partir de (5.15), la densité de probabilité conditionnée de z est égale à:

$$p(z/H_i) = \frac{M}{2v'_{m,i}} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,i}}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,i}}\right)\right]^{M-1} \quad (5.16)$$

5.3 Le calcul des probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh

5.3.1 Combinaison à gain égal

5.3.1.1 La probabilité de détection

La probabilité de détection p_{Dfe} (selon l'hypothèse H_1) pour la combinaison à gain égal peut être obtenue à partir de (5.12) comme suit:

$$p_{Dfe} = \int_{\gamma}^{+\infty} \frac{z^{M-1} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,1}}\right)}{(2v'_{m,1})^M \text{Fact}(M-1)} dz \quad (5.17)$$

Avec γ : le seuil de décision

$$v'_{m,1} = v_{m,1} + \frac{m'_{m,1}{}^2}{2}$$

$$\text{Et } m'_{m,1}{}^2 = \frac{E_c}{M} N^2 g_m^{-1}$$

N : Période de corrélation

g_m^{-1} : Coefficient AGC de la $m^{\text{ème}}$ branche.

$$v_{m,1} = g_m^{-1} \cdot \sigma_{m,1}{}^2$$

g_m et $\sigma_{m,1}{}^2$ peuvent être obtenus à partir des équations (5.2) et (5.5) respectivement.

Après calcul (voir l'annexe C), on obtient:

$$p_{Dfe} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{\gamma}{2v'_{m,1}}\right)^m \frac{\exp\left(-\frac{\gamma}{2v'_{m,1}}\right)}{\text{Fact}(m)} \quad (5.18.a)$$

On normalise le seuil par rapport à la période de corrélation N , on a:

$\gamma^* = \frac{\gamma}{N}$. Cela implique :

$$2v'_{m,1} = N(B + a)$$

$$\text{Avec } B = \frac{\left(1 + (K-1)V\left(1 - \frac{\beta}{4}\right)\right)}{\left(1 + KV\left(1 - \frac{\beta}{4}\right)\right)}$$

$$\text{Et } a = \frac{NV}{\left(1 + KV\left(1 - \frac{\beta}{4}\right)\right)}$$

$$V = \frac{E_{c1}}{\eta_0} \text{ et } E_{c1} = \frac{E_c}{M}$$
(5.18.b)

Finalement la probabilité p_{Dfe} est égale a:

$$p_{Dfe} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{\gamma^*}{(B+a)}\right)^m \frac{\exp\left(-\frac{\gamma^*}{(B+a)}\right)}{\text{Fact}(m)}$$
(5.19)

5.3.1.2 La probabilité de fausse alarme

De la même manière, p_{Fafe} est égale à:

$$p_{Fafe} = \sum_{m=0}^{M-1} (\gamma^*)^m \frac{\exp(-\gamma^*)}{\text{Fact}(m)}$$
(5.20)

$$\text{Avec } v'_{m,0} = v_{m,0} + \frac{m_{m,0}^2}{2} \text{ puisque } m_{m,0} = 0$$

5.3.2 Combinaison sélective

5.3.2.1 La probabilité de détection

A partir de l'équation (5.16), on obtient la probabilité de détection (selon l'hypothèse H_1) comme suit:

$$p_{Dfs} = \int_{\gamma}^{+\infty} \frac{M}{2v'_{m,1}} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,1}}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,1}}\right)\right]^{M-1} dz \quad (5.21)$$

$v'_{m,1}$: calculé dans (5.18.b), de la même manière que p_{Dfe} , on obtient:

$$p_{Dfs} = \int_{\gamma^*}^{+\infty} \left(\frac{M}{(B+a)}\right) \exp\left(-\frac{z^*}{(B+a)}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{z^*}{(B+a)}\right)\right]^{M-1} dz^* \quad (5.22)$$

Avec $z^* = \frac{z}{N}$, a et B sont donnés par (5.18.b)

5.3.2.2 La probabilité de fausse alarme

La probabilité p_{Fafs} est égale à:

$$p_{Fafs} = \int_{\gamma^*}^{+\infty} \frac{M}{2v'_{m,0}} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,0}}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,0}}\right)\right]^{M-1} dz \quad (5.23)$$

On, définit une nouvelle variable z^* comme suit:

$$z^* = \frac{z}{N}$$

$$p_{Fafs} = \int_{\gamma^*}^{+\infty} M \exp(-z^*) \left[1 - \exp(-z^*)\right]^{M-1} dz \quad (5.24)$$

5.4 Résultats de simulation

Les expressions de la probabilité de détection et de fausse alarme contiennent plusieurs paramètres. Puisque le calcul théorique est compliqué, donc on opté pour le calcul par simulation.

Les courbes obtenues sont les résultats d'une simulation en utilisant le logiciel MATLAB et par interpolation des points. Ces résultats sont comparés avec les résultats de [21].

Dans cette partie, on présente les courbes de simulation concernant les statistiques de décision, telle que la probabilité de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading avec les interférences à accès multiple pour le système d'acquisition multi - porteuse et le système simple porteuse, on choisi la période de corrélation du système simple porteuse $N_1 = 512$, par contre la période du système multi - porteuse $N = \frac{N_1}{M}$, le facteur de retombée (**roll-off factor**) β du filtre **cosinus surélevé** est choisie égal à 0.5 [19, 21].

5.4.1 L'influence du nombre de porteuses M

L'effet du nombre de porteuses M sur la probabilité de détection et de fausse alarme des systèmes multi - porteuses et simple porteuse pour la combinaison à gain égal et la combinaison sélective est montré dans les Figures 5.1, 5.2 et 5.3 respectivement.

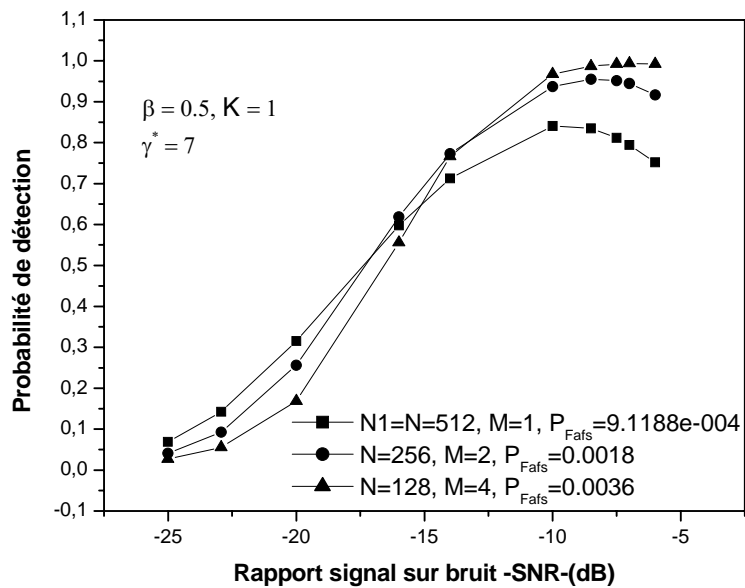


Figure 5.1 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M = 1$) avec le mode de combinaison sélective.

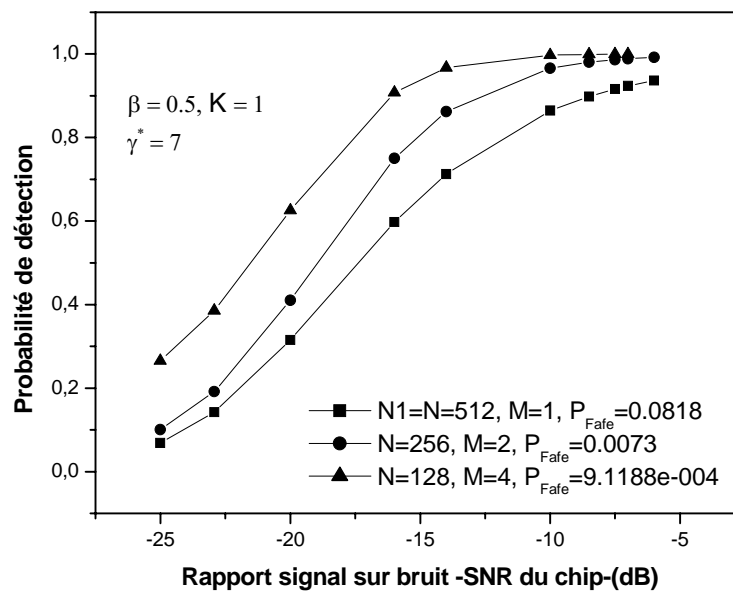


Figure 5.2 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M = 1$) avec le mode de combinaison à gain égal.

D'après la Figure 5.1, la performance du système multi - porteuse utilisant le mode de combinaison sélective et similaire a celle du système simple porteuse, la probabilité de détection pour le 2^{ème} système avec des rapports signal sur bruit bas (SNR) [-30db_-16db] est plus grande que celle du 1^{er} système, l'inverse est vrai avec des rapports signal sur bruit élevés [-16db_-10db]. C'est le même résultat trouvé dans [21], sachant que la probabilité de fausse alarme augmente lorsque le nombre de porteuses augmente.

D'après la Figure 5.2, et pour le type de combinaison à gain égal, la performance du système multi - porteuse est meilleure que celle du système simple porteuse, car lorsque le nombre de porteuses augmente, la probabilité de détection augmente et la probabilité de fausse alarme diminue.

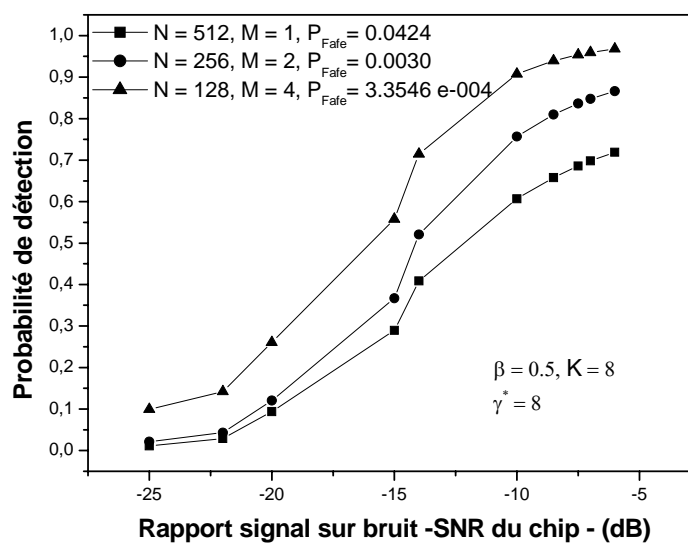


Figure 5.3 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M = 1$) avec le mode de combinaison à gain égal pour différent valeur de M et le nombre des utilisateurs ($K=8$).

On peut voir directement de la Figure 5.3 que l'augmentation de nombre de porteuses diminue l'effet des utilisateurs indésirables qui présentent les interférences MAI et permet de donner une bonne probabilité de détection avec une diminution de la probabilité de fausse alarme.

5.4.2 L'influence des interférences à accès multiples (MAI)

L'effet des interférences à accès multiples (MAI) sur les probabilités de détection et fausse alarme, pour la combinaison à gain égal et la combinaison sélective est illustré dans les Figures 5.4 et 5.5. Ces figures montrent plus le nombre des utilisateurs indésirable ($K-1$) augmente, plus la probabilité de détection diminue. Les interférences MAI n'influent pas sur la probabilité de fausse alarme car cette dernière ne dépend pas de (K).

On peut constater à partir des figures si dessous que la diminution de la probabilité de détection pour le mode de combinaison sélective est plus importante que la diminution de la probabilité de détection pour le mode à gain égal, ce qui prouve que le système multi - porteuse possède une capacité de surmonter les interférences MAI avec le mode de combinaison à gain égal meilleure que celui qui utilise le mode de combinaison sélective.

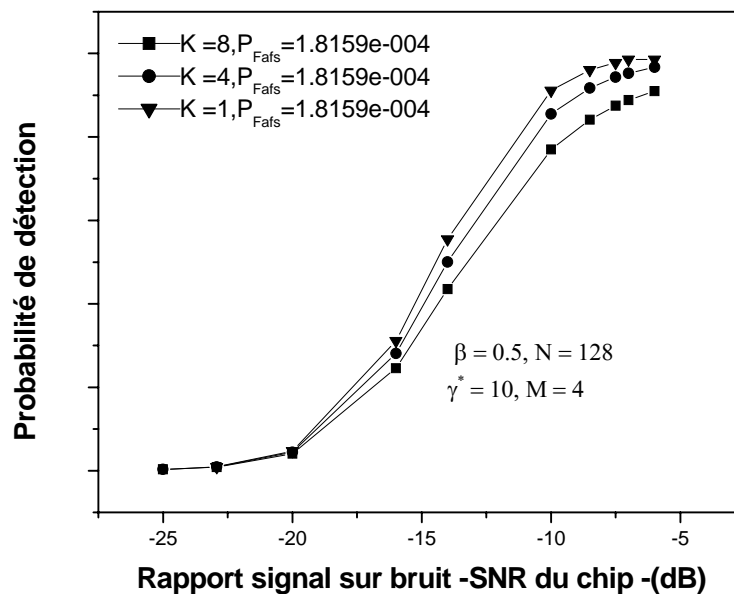


Figure 5.4 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M = 1$) avec le mode de combinaison sélective pour différentes valeurs des utilisateurs K .

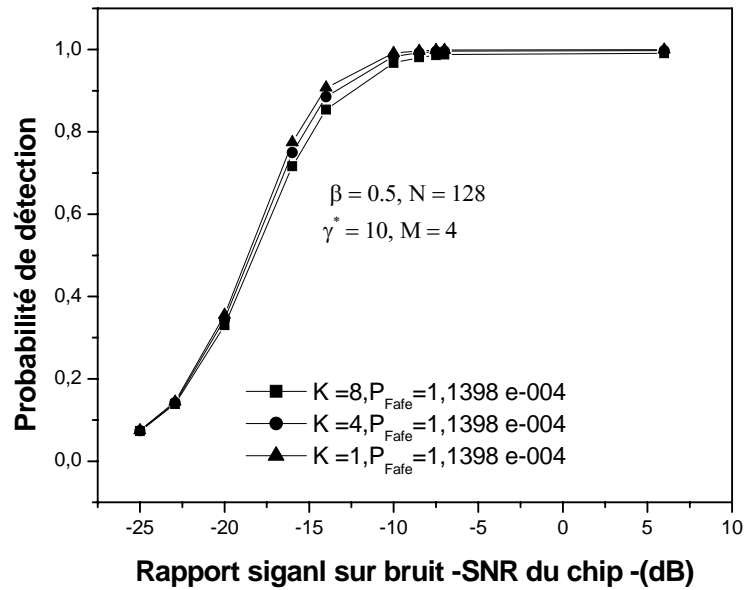


Figure 5.5 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour les systèmes multi - porteuse ($M \geq 2$) et simple porteuse ($M = 1$) avec le mode de combinaison à gain égal pour différentes valeurs des utilisateurs (K).

5.4.3 L'influence du seuil de décision γ

L'effet du seuil de décision sur les probabilités de détection et de fausse alarme pour les deux types de combinaison citée précédemment, est illustré dans les Figures 5.6 et 5.7. Plus on augmente le seuil de décision plus la probabilité de détection diminue, car plus le seuil augmente plus la probabilité de le dépasser est petite, la même chose est observée pour la probabilité de fausse alarme.

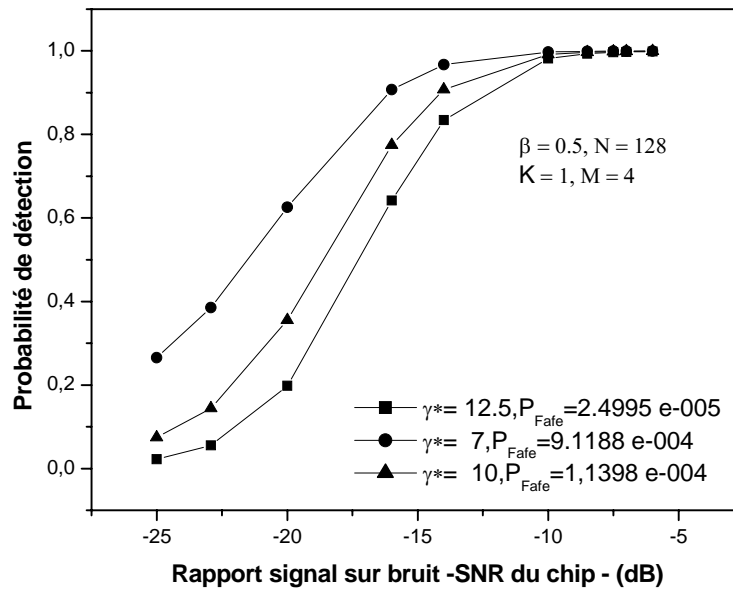


Figure 5.6 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour le système multi - porteuse ($M \geq 2$) avec le mode de combinaison à gain égal pour différentes valeurs de seuil de décision.

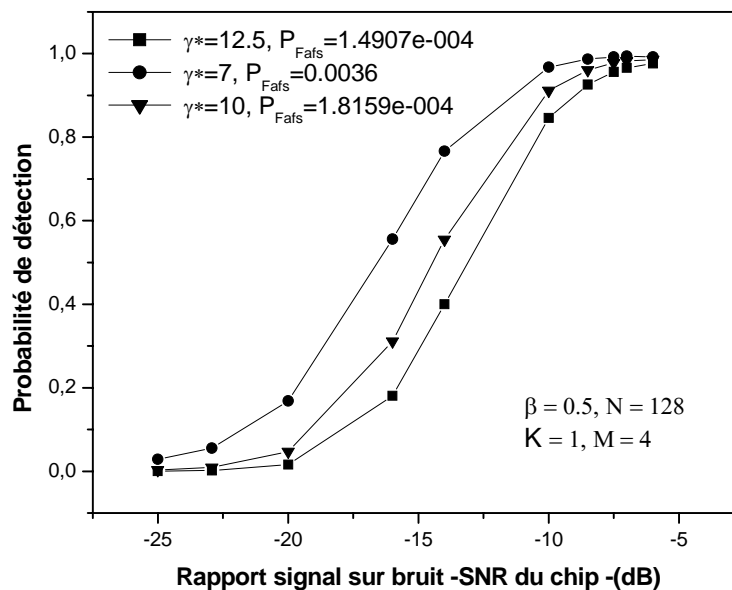


Figure 5.7 : Probabilités de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh Fading pour le système multi - porteuse ($M \geq 2$) avec le mode de combinaison sélective pour différentes valeurs de seuil de décision.

5.5 Conclusions

Un système d'acquisition MC - DS - CDMA a été proposé. Les performances des probabilités de détection et de fausse alarme ont été analysées pour un canal Rayleigh fading non sélective en fréquence pour deux types de combinaison, la combinaison à gain égal et la combinaison sélective. Pour mettre en évidence l'efficacité du système proposé, une comparaison avec le système simple porteuse de période de corrélation $N_1 = 512$ est effectuée. Les effets du nombre de porteuses, seuil de décision et le nombre des utilisateurs ont été étudiés.

A partir des résultats obtenus, on a trouvé que le système proposé est le plus performant par rapport au système simple porteuse pour la combinaison à gain égal et que la diminution de l'effet des utilisateurs indésirables peut être acquise en augmentant le nombre de porteuses. Par contre les performances des deux systèmes sont égales pour la combinaison sélective. Ces résultats sont trouvés dans [21] en calculant la probabilité d'erreur.

Chapitre 6

Conclusion générale

6.1 Conclusion générale

Cette thèse a été consacrée à l'analyse du système d'acquisition multi - porteuses dans les systèmes de communication à étalement de bande à séquence directe utilisant la technique d'accès multiples à répartition de code (CDMA). Cette technique permet à très grands nombres d'utilisateurs d'utiliser le même canal simultanément et la transmission de donnée se fait à très haut débit.

On a exposé les courbes de simulation concernant les statistiques de décision, telle que la probabilité de détection et de fausse alarme dans un canal Rayleigh fading pour le système d'acquisition multi - porteuse et le système simple porteuse. La période de corrélation du système simple porteuse a été choisie $N_1 = 512$, par contre la période du système multi - porteuse $N = \frac{N_1}{M}$, le facteur de retombée (**roll-off factor**) β du filtre **cosinus surélevé** est choisie égal à 0.5 [18,21].

Les interférences à accès multiples sont trouvées dans la technique d'accès multiples à répartition dans le code (CDMA) où tous les utilisateurs utilisent un même canal. La réception du signal de l'utilisateur désiré est perturbée par les signaux des autres utilisateurs non désirés. Ces interférences posent un grand problème pour les systèmes qui utilisent la technique CDMA. Donc on a essayé de les minimiser.

Dans ce travail, on a étudié deux types de combinaison: le premier est la combinaison à gain égal et le deuxième est la combinaison sélective, les deux sont utilisées dans les systèmes multi - porteuse et porteuse simple.

Dans le canal Rayleigh fading, la performance du système multi - porteuse est meilleure que celle du système simple porteuse pour la combinaison à gain égal, car lorsque le nombre M augmente, la probabilité de détection augmente et la probabilité de fausse alarme diminue.

Par contre, la performance du système multi - porteuse et la même en comparaison avec celle du système simple porteuse pour la combinaison sélective, car pour les rapports signal sur bruit bas, la probabilité de détection du système simple porteuse est plus élevée par

rapport à celle du système multi - porteuse pour différente valeur de M et pour les rapports signal sur bruit élevés (SNR) (SNR est inclus dans l'intervalle des systèmes DSSS), le système multi - porteuse a une probabilité de détection plus élevée par rapport à celle du système simple porteuse.

On a proposé dans notre travail un système muti - porteuse avec la combinaison à gain égal et l'étude a montré que l'augmentation de nombre de porteuses diminue l'effet des utilisateurs indésirables qui présentent les interférences MAI et permet de donner une bonne probabilité de détection avec une probabilité de fausse alarme qui diminue.

On peut constater que la probabilité de détection diminue en augmentant le nombre des utilisateurs indésirables, sa diminution dans le mode de combinaison sélective est plus importante que sa diminution dans le mode de combinaison à gain égal, ce qui prouve que le système multi - porteuse avec le mode de combinaison à gain égal est meilleur que celui qui utilise le mode de combinaison sélective.

On a montré l'effet de seuil sur les probabilités de détection et de fausse alarme pour les deux types de combinaison car plus on augmente le seuil de décision plus la probabilité de détection diminue, la même chose est observée pour la probabilité de fausse alarme.

Finalement, on a proposé la combinaison à gain égal pour les systèmes multi - porteuse et la combinaison sélective pour les systèmes simple porteuse dans un canal Rayleigh fading.

6.2 Perspectives

Comme prolongation à ce travail, il serait intéressant d'intégrer un mode supplémentaire dans le processus de fouille appelé mode de vérification. On propose aussi le même système étudier mais avec l'existence des trajets multiples et voir quel type de combinaison donne de meilleurs résultats pour le système MC - DS - CDMA, introduire d'autre types des interférences rencontré généralement dans un canal de transmission et voir comment les minimiser.

ANNEXE A

Calcul des statistiques de la corrélation

Annexe A

Calcul des statistiques de la corrélation

Le calcul des statistiques de la corrélation $C(\zeta_1)$ se fait on se basant sur le calcul de la fonction d'autocorrelation du code PN est égale à [9] et [1]:

$$R_c(p_0) = \begin{cases} 1 - |p_0| & H_1 \\ 0 & H_0 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$p_0 = \frac{\zeta_1}{N}$$

p_0 : L'offset normalise entre les deux codes PN reçu et local.

La moyenne de la corrélation $C(\zeta_1)$ est donnée par [1]:

$$\overline{C(\zeta_1)} = m_{m,i} = \sqrt{\frac{E_c}{M}} N R_c(p_0) \left(\frac{1 - (-1)^i}{2} \right) \quad (\text{A.2})$$

Puisque $h[(n'-n)MT_c] = 0$ pour $n' \neq n$

La variance de la corrélation conditionnée sur (l'hypothèse H_i et l'offset p_0) est similaire au calcul trouve dans [11] et [15] on a:

$$\sigma'_{m,i}{}^2 = N R_{m,i}(0) + 2 \sum_{l=0}^{N-1} R_{m,i}(lMT_c) \sum_{n'=1}^{N-1} c_{n'}^{(1)} c_{n'-l}^{(1)} \quad (\text{A.3})$$

$$l \neq 0, R_{m,i}(lMT_c) = 0$$

$$\sigma'_{m,i}{}^2 = N R_{m,i}(0)$$

$$R_{m,i}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{m,i}(f) df$$

Avec $\Phi_{m,i}(f)$ représente la densité spectrale du filtre de mise en forme (cosinus surélevé)

En peut écrire l'équation (A.3) comme suit:

$$R_{m,i}(0) = \frac{E_c G(p_0)}{2MT_c} \int_{-\infty}^{+\infty} H^2(f) df \quad (\text{A.4})$$

$$\sigma_{m,i}^2 = \frac{E_c N}{2M} G(p_0) \left(1 - \frac{\beta}{4}\right)$$

$$\text{Avec } G(p_0) = \begin{cases} p_0^2 & H_1 \\ 1 - 2|p_0| + 2(p_0)^2 & H_0 \end{cases}$$

On choisie $p_0 = 1$ selon l'hypothèse H_0 et

$p_0 = 0$ selon l'hypothèse H_1

ANNEXE B

***Calcul de la fonction de
densité de probabilité de z_m
dans un canal Rayleigh fading***

Annexe B

Calcul de la fonction de densité de probabilité de z_m dans un canal Rayleigh

Pour un canal Rayleigh, $\alpha_{1,m}$ est une variable aléatoire de Rayleigh avec une variance égale à l'unité, la fonction de densité de probabilité (f.d.p) de z_m conditionnée sur hypothèse H_i est:

$$p(z_m/H_i) = \int_0^{+\infty} p(\alpha_{1,m}) p(z_m/H_i, \alpha_{1,m}) d\alpha_{1,m} \quad (\text{B.1})$$

$$\text{Avec: } p(\alpha_{1,m}) = 2 \alpha_{1,m} \exp(-\alpha_{1,m}^2) \text{ pour } \alpha_{1,m} > 0$$

$$p(z_m/H_i) = \int_0^{+\infty} 2 \alpha_{1,m} \exp(-\alpha_{1,m}^2) \frac{1}{2 v_{m,i}} I_0 \left(\frac{\sqrt{z_m} m_{m,i} \alpha_{1,m}}{v_{m,i}} \right) \exp \left(\frac{-z_m - m_{m,i}^2 \alpha_{1,m}^2}{2 v_{m,i}} \right) d\alpha_{1,m} \quad (\text{B.2})$$

$$= \int_0^{+\infty} \frac{2 \alpha_{1,m}}{2 v_{m,i}} \exp \left(-\alpha_{1,m}^2 \left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2 v_{m,i}} \right) \right) \exp \left(-\frac{z_m}{2 v_{m,i}} \right) I_0 \left(\frac{\sqrt{z_m} m_{m,i} \alpha_{1,m}}{v_{m,i}} \right) d\alpha_{1,m}$$

En divise et en multiplie l'équation par $\left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2 v_{m,i}} \right)$, on choisie une nouvelle variable $\alpha'_{1,m}$

et une nouvelle variance $v'_{m,i}$ respectivement comme suivent:

$$\alpha'_{1,m} = \alpha_{1,m} \left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2 v_{m,i}} \right) \text{ et } v'_{m,i} = v_{m,i} \left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2 v_{m,i}} \right)$$

(B.2) devient:

$$p(z_m/H_i) = \frac{1}{\left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2v_{m,i}}\right)} \int_0^{+\infty} \frac{2\alpha'_{1,m}}{2v'_{m,i}} \exp\left(\frac{-\alpha'_{1,m}{}^2}{\left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2v_{m,i}}\right)}\right) \exp\left(-\frac{z_m}{2v'_{m,i}} \left(1 + \frac{m_{m,i}^2}{2v_{m,i}}\right)\right) I_0\left(\frac{\sqrt{z_m} m_{m,i} \alpha'_{1,m}}{v'_{m,i}}\right) d\alpha'_{1,m} \quad (\text{B.4})$$

En définie deux autres nouvelles variables $\alpha''_{1,m}$ et $\alpha'''_{1,m}$ respectivement,

$$\alpha''_{1,m} = \frac{\alpha'_{1,m}}{\sqrt{1 + \frac{m_{m,i}^2}{2v_{m,i}}}} \text{ et } \alpha'''_{1,m} = \sqrt{2} \alpha''_{1,m}$$

(B.4) devient:

$$p(z_m/H_i) = \frac{1}{2v'_{m,i}} \exp\left(\frac{-z_m}{2v'_{m,i}}\right) \int_0^{+\infty} \alpha'''_{1,m} \exp\left(-\frac{\alpha'''_{1,m}{}^2 + a^2}{2}\right) I_0(a\alpha'''_{1,m}) d\alpha'''_{1,m} \quad (\text{B.5})$$

$$\text{avec } a = \frac{\sqrt{z_m} m_{m,i}^2}{\sqrt{2} v_{m,i} \sqrt{1 + \frac{m_{m,i}^2}{2v_{m,i}}}}$$

La fonction de Marcum's est définie comme suit:

$$Q(a,b) = \int_b^{+\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx \quad (\text{B.6})$$

Pour le cas spécial où $b = 0$, on a [5]:

$$Q(a,0) = 1$$

Finalement, on obtient l'équation (4.7).

ANNEXE C

*Le calcul de la probabilité de
détection pour la combinaison
à gain égal*

Annexe C

Le calcul de la probabilité de détection pour la combinaison à gain égal

Pour le canal Rayleigh et la combinaison à gain égal, la probabilité de détection est donnée par:

$$P_{Dfe} = \int_{\gamma}^{+\infty} \frac{z^{(M-1)} \exp\left(-\frac{z}{2v'_{m,1}}\right)}{\text{Fact}(M-1)(2v'_{m,1})^M} dz = I_1 \quad (\text{C.1})$$

En intégrant par partie, on pose :

$$L = (2v'_{m,1})^M \text{Fact}(M-1) \text{ et } n = 2v'_{m,1} \quad (\text{C.2})$$

$$u = y^{(M-1)} \Rightarrow u' = -n \exp\left(\frac{-y}{n}\right)$$

$$v' = \exp\left(\frac{-y}{n}\right) \Rightarrow v = -n \exp\left(\frac{-y}{n}\right) \quad (\text{C.3})$$

$$I_1 = \int u v - \int u' v$$

$$I_1 = \exp\left(\frac{-\gamma}{n}\right) + \frac{\gamma^{(M-2)} \exp\left(\frac{-\gamma}{n}\right)}{(2v'_{m,1})^{(M-2)} \text{Fact}(M-2)} + \dots + \frac{\gamma^{(M-1)} \exp\left(\frac{-\gamma}{n}\right)}{(2v'_{m,1})^{(M-1)} \text{Fact}(M-1)} \quad (\text{C.4})$$

$$P_{Dfe} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\frac{\gamma}{2v'_{m,1}}\right)^m \frac{\exp\left(\frac{-\gamma}{2v'_{m,1}}\right)}{\text{Fact}(m)} \quad (\text{C.5})$$

Le même calcul est fait pour la probabilité de fausse alarme.

Bibliographie

- [1] I. Ikhlef, "Acquisition de code dans un système à séquence directe utilisant les filtres adaptés ", Thèse de magister, Constantine 1999.
- [2] M. L. Bouchareb, "Etude et simulation d'un système de communication à étalement de bande à séquence directe", Thèse de magister, Constantine 1997.
- [3] Tabbouche Assia, Thabet Rawdha, "Etude de la synchronisation pour les systèmes de communications à spectre étendu", Thèse d'ingénieur, Constantine 1993.
- [4] A. Bitat, "Evaluation des performances d'un système d'acquisition en communication a spectre étendu", Thèse de magister, Constantine 1995.
- [5] Frederic Coulon, "Théorie et traitement des signaux", Edition Georgi. Paris: Dunod, 1984.
- [6] Raymond L. Pickholtz, Donald L. Shilling et Laurence B. Milstein, "Theory of spread - spectrum communications – A Tutorial", IEEE trans. Commun, vol COM.30, PP855 - 884, May 1982.
- [7] Charles E. Cook, Fred W. Ellersick, Laurence B. Milstein, Donald L. Schilling, "Spread-spectrum communications", IEEE press, Inc., New york, copyright 1983.
- [8] Mourad Barkat, "Signal detection and estimation", Artech – house, Boston, London 1991.
- [9] Marvin K. Simon, Tun K. Omura, Robert A. Sholtz, Barvy K. Bevitt, "Spread spectrum communications", volume III, Rockville, Maryland: computer science Press 1985.
- [10] A. Aissaoui, "Synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DSSS", Thèse de doctorat Constantine, 2008.
- [11] L.Boithias, " La propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement trrestre", Edition Dunod, 2éme editions, 1984.
- [12] Naufal M. Saad, "Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique", Thèse de doctorat Université de LIMOGES, 2005.
- [13] J. G. Proakis, "Digital communications", Third edition, New York: Mc Graw – Hill, USA, 1995.
- [14] A. J. Viterbi, "CDMA principles of spread spectrum communication", Copyright

- 1995 by Addison Wersley Longman, Inc.
- [15] Tan F. Wong, Tat M. Lok, James S. Lehnert, "Asynchronous multiple-access interference suppression and chip waveform selection with aperiodic random sequences", IEEE, Trans. Commun, vol. 47,no.1, pp.103-114, Jan 1999.
 - [16] Kaiser Stefan, "Multi – carrier CDMA mobile radio systems – analysis and optimization of detection, decoding, and channel estimation", Thèse de PhD Germany, 1998.
 - [17] Billal Bouchmel,"Synchronisation du code PN dans un système à accès multiple MC - DS - CDMA", Thèse de Magister 2009, Constantine.
 - [18] Douglas N. Rowitch, et Laurence B. Milstein, "Convolutionally coded multicarrier DS – CDMA systems in a multipath Fading channel", part I: performance analysis, IEEE Trans. Commun., vol. 47, no.10, pp.1570-1582, Oct.1999.
 - [19] S. Kondo and L. B. Milstein, "The performance of multicarrier DS-CDMA systems", IEEE Trans. Commun., vol.44, pp.238 - 246, Feb.1996.
 - [20] J. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", IEEE. Commun. Mag., May 1990.
 - [21] Dongwook. Lee, Laurence B. Milstein, Hun. Lee, "Analysis of multicarrier DS-CDMA code –acquisition system", IEEE Trans. Commun., vol.47, no.8, pp.1233-1243, Feb.1999.
 - [22] V. M. Dasilva and S. Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasisynchronous communications systems", IEEE J. Sel. Areas Commmun., Vol. 12,pp. 842-852, Jun 1994.
 - [23] L. Vandendorpc, "Multitonic spread spectrum multiple access communications system in a multipath rician fading channel", IEEE trans. Veh. Technol., vol. 44, pp. 327-337, May 1995.
 - [24] Ha H. Nguyen, "Effect of chip waveform shaping on the performance of multicarrier CDMA systems", IEEE Transactions on vehicular technology, Vol. 54, no. 3, pp.1022 - 1029 May 2005.
 - [25] Lie- Lie-Liang Yang, Lajos Hanzo, "Serial acquisition performance of single-carrier and multicarrier DS-CDMA over Nakagami-m Fading channels", IEEE. Trans. Commun.vol.1, no.4, pp. 692-702, Oct 2002.

Liste des publications et de communications

Publications

1. Journal international JIIK (Journal of Information, Intelligence and Knowledge), Volume 2, Issue 2, pp.69-90, 2009, ISSN 1937-7983 sous le titre: The Multi-Carrier DS-CDMA System in a Fading Rayleigh Channel with Multiples Access Interference (I. Ikhlef, F. Soltani, A. Said and O. Chaalal).

Communications internationales

1. La conférence internationale ICEEDT'09 (3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies) qui a u lieu le 31 Oct-02 Nov, 2009 à Sousse, Tunisia ; L'article intitulé : The Best Combination scheme for the MC-DS-CDMA System in a Fading Rayleigh Channel with Mutliple Access Interference (I. Ikhlef, A. Said, F. Soltani)

2. La conférence internationale Mobilight 2010 (The 2nd International ICST Conference on Mobile Lightweight Wireless Systems) qui a u lieu le 10-12 May 2010 à Barcelone L'Espagne,; L'article intitulé : The Performence of the MC-DS-CDMA System in a Rayleigh Fading channel with Non – Coherent Combining Schemes and MAI Interference (I. Ikhlef, A. Said, F. Soltani, F. Bader).

Communications nationales

1. 1ST International Symposium on Electromagnetism, satelites and cryptography » ISESC 05, june 19-21-2005, Jijel University, Algeria, article intitulé : « l'influence du filtre adapté sur l'acquisition dans les systèmes de communications à étalement de bande à séquence directe ».