

Remerciements

Avant tout, Merci à Mon Dieu le Tout Puisant.

Ce travail a été réalisé au département d'Aéronautique, Faculté des Sciences de L'Ingénieur de L'Université de Saad Dahleb de Blida.

J'exprime ma gratitude à Madame Faiza Doudou pour avoir accepté de proposer et d'encadrer ce travail. Ce travail de thèse n'aurait pas pu voir le jour sans elle.

J'adresse mes remerciements à tous les Professeurs qui m'ont enseigné durant le cycle. J'exprime ma gratitude et ma reconnaissance aux membres du jury

Je remercie également tous mes amis de l'université sans distinction.

Je n'oublis pas mes parents, et enfin tous mes amis.

A Ma Mère, à mon père, et à toute ma grande famille.

A tous ceux que j'aime.

Ali Issakha Ali

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mon cher père Issakha Ali Haroun de sa gratitude, de son soutien financier indéfectible durant toutes mes années d'instructions et de son réconfort moral. A ma très chère mère Fatimé Abakar Tallaf qui a consenti tant d'effort pour mon éducation afin de me voir un jour voler de mes propres ailes.

A mes très chers oncles et tantes sans la moindre distinction.

A mes frères, mes sœurs, cousins, cousines, neveux et nièces dans leur ensemble.

A mes ami(es) et collectes avec lesquels nous avons passés le merveilleux moment et le temps dur ensemble.

A mes promotionnel(les) de la faculté de science de l'ingénieur précisément le département d'Aéronautique.

Résumé

Dans le cadre des systèmes de communications radio mobiles de la 3^{ème} génération, on s'est intéressé aux systèmes combinant les techniques d'étalement par les codes et de transmission à porteuses multiples.

Depuis quelques années, le besoin de systèmes de communications plus rapides et plus sûres se fait sentir. Le partage entre utilisateurs de la très grande bande passante nécessite des techniques d'accès adaptées. Afin de répondre à ces besoins, un certain nombre de techniques de multiplexage, dont le CDMA, ont été développées.

Cette technique d'accès multiple est déjà largement utilisée dans les systèmes de communications mobiles, que ce soit dans les normes américaines (IS 95), japonaises ou, plus récemment, européenne (UMTS).

Le CDMA était destiné, initialement, aux systèmes de communications numériques sur radiofréquences dans le cadre d'applications militaires. Profitant ainsi d'une augmentation de la capacité de multiplexage tout en utilisant les propriétés d'étalement de spectre propre à cette technique, l'objectif était de rendre les transmissions plus robustes à l'apparition de brouilleurs et moins vulnérable aux éventuelles interceptions.

Le CDMA permet de coder et de transmettre autant de signaux qu'il est possible de générer de séquences de code à la seule condition que ces séquences satisfassent à des propriétés d'auto et d'inter corrélation adaptées. Ces conditions sur les fonctions de corrélation permettent de contrôler et de minimiser les interférences d'accès multiple responsables, en partie, de l'augmentation du Taux d'Erreurs Binaires (TEB) lors de la détection et du décodage.

Le principe de base du CDMA est une modulation directe du message à transmettre par une séquence de code affectée à un utilisateur donné. Cette manière de faire a donné naissance à ce qui est communément appelé CDMA à étalement de spectre à Séquence Directe ou Direct-Sequence CDMA (DS-SS-CDMA).

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements. Il existe notamment des techniques de combinaisons linéaires plus ou moins complexes qui permettent de récupérer un signal avec un bon niveau moyen. La technologie ultra large bande laisse entrevoir des taux de transmission élevés à faible puissance et à faible coût. Dans ce contexte, nous analysons les performances d'un système DS-SS-CDMA avec un type de récepteurs : le récepteur RAKE classique à combinaison à rapport maximal(MRC), combinaison de diversité à égal(EGC), combinaison de diversité par sélection(SC) qui permet de minimiser l'erreur à la réception. À l'aide de simulations, nous évaluons l'impact de l'interférence à bande étroite et de l'interférence inter symbole sur ce système. En nous basant sur les conclusions de ces analyses, nous développons une méthode semi analytique de simulation permettant de faciliter l'analyse du système et d'observer de manière indépendante les différents éléments qui affectent les performances du système.

Summary

In the context of mobile radio communication systems of the 3rd generation is interested in systems combining techniques for spreading codes and multicarrier transmission.

In recent years, the need for communications systems faster and safer arises. Sharing between users requires high bandwidth access techniques adapted. To meet these needs, a number of multiplexing techniques, including CDMA, have been developed.

This multiple access technique is already widely used in mobile communications systems, whether in the U.S. standards (IS 95), Japanese, and more recently, European (UMTS).

CDMA was designed initially to digital communication systems in the spectrum of military applications. Taking advantage of increasing the multiplexing capacity while using spread spectrum properties specific to this technique, the goal was to make the transmission more robust to the appearance of interfering and less vulnerable to possible interceptions.

CDMA can encode and transmit many signals it is possible to generate code sequences on the sole condition that these sequences satisfy the properties of auto and cross correlation adapted. These conditions on correlation functions to control and minimize multiple access interference responsible, in part, the increased rate Binary Errors and omissions (BER) in the detection and decoding.

The basic principle of CDMA is a direct modulation of the message to be transmitted by a code sequence assigned to a given user. This way of working has given rise to what is commonly called CDMA spread spectrum Direct Sequence CDMA and Direct-Sequence (DS-SS) (DS-SS).

Using different techniques, we can combine the signals to obtain a signal without fading. There are particular techniques of linear combinations of varying complexity that can recover a signal with a good average.

The ultra wideband technology suggests high transmission rates at low power and low cost. In this context, we analyze the performance of a DS-SS system with a type of receptor: the classical RAKE receiver, maximum ratio combining (MRC), equal combination of diversity (EGC), selection diversity combining (SC) which minimizes the error at the reception. Using simulations, we evaluate the impact of narrowband interference and inter symbol interference in the system. Based on our findings from these analyzes, we develop a semi analytical simulation to facilitate the analysis of the system and observe independently the various elements that affect system performance.

ملخص

في سياق نظم الاتصالات اللاسلكية المتنقلة للجيل الثالث التي تهتم في نظم الجمع بين التقنيات لنشر المدونات ونقل multicarrier.

في السنوات الأخيرة أن الحاجة إلى نظم الاتصالات أسرع وأكثر أماناً. المشاركة بين المستخدمين يتطلب تقنيات عالية وصولاً عن طريق عرض النطاق الترددي. لتلبية هذه الاحتياجات تم تطوير عدد من التقنيات المتنوعة، مثلاً علي ذلك CDMA.

وبالفعل هذه التقنية تم استعمالها في أنظمة الاتصالات المتنقلة، سواء في المعايير الأمريكية (IS 95)، واليابانية، ومؤخراً في الدول الأوروبية (UMTS).

و قد صمم في البداية CDMA نظم الاتصالات الرقمية في الطيف من التطبيقات العسكرية. و الاستفادة من زيادة قدرة المتنوعة أثناء استخدام خصائص محددة أننا انتشار الطيف لهذه التقنية، وكان الهدف الأساسي لجعل انتقال أكثر قوة في التعامل مع ظهور التدخل وأقل عرضة للاعتراض .

يمكن CDMA ترميز ونقل الإشارات الكثيرة التي من الممكن توليد متواليات رمز على أن الشرط الوحيد تلبية هذه التسلسلات خصائص الارتباط السيارات والصليب تكيفها. هذه الشروط على وظائف ارتباط لمراقبة وتقليل التدخل متعددة الوصول مسؤولية جزئياً، ثنائي ارتفاع معدل الخطأ والسهو (ديسمبر) في الكشف وفك التشفير. المبدأ الأساسي ل CDMA هو التشكيل المباشر من الرسالة إلى أن تنتقل عن طريق تسلسل الرمز المخصص لمستخدم معين. وقد أعطى هذه الطريقة في العمل يؤدي إلى ما يسمى عادة CDMA انتشار الطيف المباشر والتسلسل المباشر CDMA (DS-CDMA).

باستخدام التقنيات المختلفة، يمكننا الجمع بين الإشارات للحصول على إشارة دون أن يتلاشى. هناك تقنيات معينة من التركيبات الخطية متفاوتة التعقيد التي يمكن استرداد إشارة جيدة مع المتوسط. التكنولوجيا فائقة الاتساع التي تشير معدلات نقل عالية في الطاقة المنخفضة والتكلفة المنخفضة. وفي هذا السياق، نقوم بتحليل أداء نظام DS-CDMA مع نوع من مستقبلات: المتلقي RAKE الكلاسيكية، نسبة الحد الأقصى الجمع بين (MRC)، والجمع بين المساواة في التنوع (EGC)، والتنوع اختيار الجمع بين (SC) الذي يقلل من الخطأ في حفل الاستقبال باستخدام المحاكاة، ونحن تقييم أثر التدخل الضيق بين التدخل والرمز في النظام. بناء على النتائج التي توصلنا إليها من هذه التحليلات، ونحن تطور محاكاة شبه التحليلية لتسهيل تحليل النظام ومراقبة بشكل مستقل مختلف العناصر التي تؤثر على أداء النظام.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I Vue d'ensemble du système de communication sans fil ..	5
Introduction	5
1.1 Modèle de communication de base.....	5
1.2 Propagation Caractéristique de canal sans fil.....	6
1.2.1 Atténuations.....	6
1.2.2 Évanouissement.....	10
1.2.2.1 Évanouissement par trajets multiples	10
1.2.2.2 Évanouissement plat et évanouissement de fréquence sélectif...11	
1.2.2.3 Évanouissement rapide et lent.....	13
1.3 Modulation pour la communication sans fil	14
Chapitre II Concept du système CDMA	17
2.1. Principe du CDMA.....	17
2.2 Propriétés des séquences de PN.....	20
2.3. Étalement de spectre.....	22
2.3.1. Principes de l'étalement de spectre.....	22
2.3.2. Propriétés de l'étalement de spectre.....	24
2.3.3. Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS).....	25
2.3.3.1. Principes du DS-SS.....	27
2.3.6. Propriétés du CDMA.....	31
2.3.6.1. Contrôle de puissance.....	32
2.3.6.2. Récepteur multi trajet (RAKE).....	32
2.3.6.3. Handover.....	33

Chapitre III. Conception de système de CDMA.....	35
3.1 Conception de système CDMA.....	35
3.2 Modélisation du canal de transmission.....	36
3.2.1 Atténuation	36
3.2.2 Evanouissement.....	37
3.3. Conception du transmetteur.....	38
3.3.1 Transmission du signal modulé BPSK à travers un canal bruité....	38
3.3.2 Conception du générateur de code PN.....	40
3.3.3. Code de propagation.....	40
3.4 Conception du récepteur.....	41
3.5 Méthodes de combinaison de diversité.....	44
3.5.1 Diversité par sélection(SC)	46
3.5.2 Combinaison à rapport maximal (MRC).....	49
3.5.3 Combinaison de diversité à gain égale (EGC).....	52
Chapitre IV : Simulation et résultat.....	54
4.1. Le modèle de simulation.....	54
4.2. Résultat et discussion.....	56
4.2.1. Recherche et évaluation des codes.....	56
4.2.2. Les investigations sur de diverses techniques de détection pour le système DS CDMA	59
Conclusion.....	62
CONCLUSION GENERALE.....	63
LISTE DE RÉFÉRENCE.....	65

TABLE DES FIGURES...

Figure1.1:modèle de communication simple.....	5
Figure1. 2.1a : Un trajet (LOS) de champ de vision entre deux antennes..	7
Figure1.2.1b : Chemin (sans visibilité directe) entre deux stations.....	7
Figure 1.2.1c : Réflexion de signal à une frontière.....	8
Figure 1.2.1d : Diffraction de signal au bord d'un bâtiment.....	8
Figure 1.2.1e : Dispersion du signal.....	9
Figure 1.2.1f : Perte de puissance de signal reçu.....	9
Figure1.2.2a : Par trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur.....	11
Figure1.2.2b : La fonction de densité de Rayleigh a distribué l'enveloppe et la puissance de signal.....	11
Figure1.3.1a : Élargissement des impulsions transmises.....	12
Figure1.3.1b Les impulsions répondant au secteur rural.....	12
Figure1.3.1c : Les impulsions répondent des zones urbaines.....	13
Figure1.4: Modèle de système générique de communication numérique sans fil	15
Figure 2.1a : Données écartées avec des plus étroits.....	18
Figure 2.1b : Addition Modulo-2 des données d'entrée et des séquences de PN.....	18
Figure2.1c : Principe de fonctionnement de CDMA.....	19
Figure2.2a : Auto-corrélation des séquences aléatoires d'un PN.....	20
Figure2.2b : Auto-corrélation des séquences de PN de la longueur K..	20
Figure2.2c : Schéma fonctionnel de générateur de séquence de PN....	21
Figure2.3 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre.....	25
Figure2.4: chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système	

DS-CDMA.....	26
Figure2.5 : Exemple d'étalement de spectre.....	28
Figure3.1: Modèle de base CDMA.....	35
Figure 3.1.1a: Atténuation varie en fonction de la perte de trajectoire...37	
3.1.1b: Signal transmis.....	37
Figure 3.1.1c.Signal à trajets multiples et à décalage Doppler.....	38
Figure 3.1.1d: Enveloppe du signal reçu soumis à évanouissement de Rayleigh.....	38
Figure 3.2.1a: signal modulé BPSK soumis à un bruit AWGN.....	39
Figure 3.2.1b: signal modulé QPSK soumis à un bruit AWGN.....	39
Figure 3.2.3a: processus de diffusion des données.....	40
Figure 3.2.3b: BPSK modulé signal CDMA.....	41
Figure 3.2.3c: fréquence propagation du signal de données.....	41
Figure 3.3.1a: signal transmis BPSK.....	42
Figure 3.3.1b: signal émis soumis à effets de fondu.....	42
Figure 3.3.2c: Comparaison des données transmises.....	43
Figure3.4 modèle de base de CDMA ,émission et réception.....	44
figure3.4.1a: processeur du signal pour SC.....	46
Figure 3.4.1b: processeur du Signal pour MRC.....	49
Figure 3.2.1c: processeur de signal pour EGC.....	52
Diagramme Figure.4.1 l'algorithme de simulation.....	55
Figure 4.2a: Les résultats de simulation: les codes de M-séquences pour l'étalement.....	56
Figure 4.2b: Résultats des simulations: les codes Walsh-Hadamard pour l'étalement.....	57
Figure 4.2c: Les résultats de simulation: les codes Gold pour l'étalement.....	57

Figure 4.2d: Les résultats de simulation: Comparaison des performances des codes d'étalement.....	58
Figure 4.3a: Les résultats de simulation: combinaison de rapport maximal.....	59
Figure 4.3b: Résultats des simulations: Combinaison de diversité à gain égale.....	60
Figure 4.3c: Les résultats de simulation: Combinaison de diversité par sélection.....	60
Figure 4.3d: Les résultats de simulation: Comparaison des techniques de diversité.....	61

TDMA : Time Division Multiple Access (Accès multiple par répartition temporelle).

FDMA : Frequency Division Multiple Access (Accès multiple par répartition de fréquences).

CDMA : Code Division Multiple Access (Accès multiple par répartition de codes).

DS-CDMA : Direct-Séquence CDMA (CDMA à Séquence Directe).

PN : Pseudo-Noise Séquence (Séquences pseudo aléatoires).

ISI : inter-symbol interférence (brouillage inter symbole).

PM : Modulation de phase.

FM : Modulation de fréquence.

AM : Modulation d'amplitude.

SNR : Signal Noise Rate (rapport signal sur bruit).

BER : Binary Error Rate (Taux d'Erreur Binaire).

AWGN : Additive White Gaussian Noise (Bruit Gaussien Additif).

BPSK

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

MRC : Maximal Ratio combining (Combinaison à rapport maximal).

EGC : Equal gain combining (Combinaison de diversité à gain égale).

SC : Selection combining (Diversité par sélection).

Introduction générale

Le domaine des télécommunications et des réseaux a connu de profonds changements, et une évolution rapide durant les dix années écoulées. Avec l'apparition de nouvelles technologies en télécommunications, les normes modernes deviennent de plus en plus strictes en termes de qualité de service rendu aux clients. Mais sur le plan technologique en particulier, les réseaux de transmission ont vu leur capacité s'accroître, notamment concernant le débit supporté et le nombre d'utilisateurs. De plus, l'intégration des services et la diversité des données échangées (voix, vidéo haute définition, consultation interactive de base de données, Internet haut débit...) exigent des systèmes de plus en plus rapides pour traiter des volumes d'informations en augmentation, tous nécessitent toujours plus de vitesse, ainsi que des capacités de traitement du signal accrues, en conservant des délais d'attente les moins contraignants possibles pour l'utilisateur. En bref, de la qualité de service rendue en termes de communication, quelles que soient les conditions d'émission et de réception, se dégagent deux mots clés : fiabilité et rapidité. D'autre part, l'aspect financier imposé à la réalisation d'un projet peut être un facteur déterminant dans le choix d'une technologie donnée, le but étant de satisfaire le cahier des charges avec un coût minimum afin d'être compétitif sur le marché en assurant la meilleure rentabilité et en proposant des solutions originales et efficaces.

Concernant les systèmes de télécommunication, des différents niveaux de traitement peuvent être considérés. Entre le niveau applicatif, qui concerne directement l'utilisateur, et le moyen physique de transmission, pour lesquels seuls des signaux et les composantes élémentaires des données sont pris en compte, les algorithmes mis en œuvre n'ont pas les mêmes objectifs, ni les mêmes contraintes de performances. À l'extrémité du dispositif de télécommunication se trouvent les couches les plus basses de la chaîne de transmission, celles qui sont chargées de produire un signal représentatif des données à transmettre et adapté au média, en permettant sa transmission vers son destinataire, et aussi chargé de récupérer le signal de données au récepteur adapté au signal transmis. Ce sont les couches basses qui sont les plus sensibles aux changements de protocoles de transmission, car elles doivent produire et récupérer un signal dont les caractéristiques physiques et temporelles sont très dépendantes des spécifications du canal de communication. Aussi, les éléments

de réception requièrent pour leur conception une attention toute particulière afin de ne pas brider la vitesse de traitement qu'ils sont capables d'atteindre, augmenter leur surface et donc leur consommation limiterait leur champ d'application et les possibilités d'évolution.

Des systèmes complexes de codage, modulation, décodage, démodulation, et des méthodes d'accès sont donc apparues pour exploiter au maximum les capacités des médias de transmission, et les architectures d'émetteur et de récepteur qui en découlent ont elles aussi dû évoluer pour supporter les cadences de traitement plus élevées. Habituellement, ces architectures reposent sur des composants numériques compatibles avec les hautes fréquences de fonctionnement. Mais l'implantation de ces technologies est chère et difficile à adapter à l'évolution des normes, des algorithmes ou des protocoles utilisés. Pour cela, la démocratisation des circuits programmables de type FPGA (*Field Programmable Gate Array*) et leur adéquation aux petites séries ainsi que l'augmentation de leurs performances font qu'ils ne sont plus seulement utilisés à des fins de prototypage avant implantation sur silicium, mais aussi comme cible finale d'une chaîne de conception. Ils présentent de nombreux avantages : en particulier leur faible coût, mais aussi le fait d'offrir une capacité d'évolution importante aux systèmes, permettant par conséquent de s'adapter rapidement aux changements de protocoles fréquents dans le domaine des télécommunications. En outre, ils s'intègrent parfaitement dans la chaîne de conception d'un système où la réutilisation de blocs fonctionnels devient primordiale avec l'augmentation de la complexité de ceux-ci et des coûts et temps de développements inhérents.

En effet, la capacité de transport de données est simultanément liée aux limites physiques des systèmes de transmission, aux techniques mises en place pour le partage des ressources entre les utilisateurs et aux traitements du signal reçu. Des techniques d'accès multiple, comme l'accès par répartition de temps, appelé TDMA (*Time Division Multiple Access*), ou l'accès multiple par répartition de fréquence, aussi connue sous le nom de FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), sont utilisées pour obtenir une densification du trafic des données sur les réseaux de télécommunications.

L'accès multiple par répartition de code, ou CDMA (*Code Division Multiple Access*), est une technique de multiplexage définie comme étalement du spectre. Cette dernière était initialement destinée aux applications militaires. Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements (*fading*) sélectifs en fréquence et de donner

au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance que confère l'étalement du spectre aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission. Pour le CDMA, l'utilisation de séquences d'étalement comme codes permettant de distinguer les différents utilisateurs donne, de plus, l'avantage d'exploiter simultanément l'ensemble de la bande de fréquence et des intervalles de temps. Il en résulte une meilleure gestion des ressources disponibles. Les conditions posées sur l'orthogonalité des séquences de code permettent de réduire les interférences entre utilisateurs.

En fait, le CDMA est la base de la norme « IS-95-B ou CDMA One » et « cdma2000 » utilisées dans les pays d'Amérique de nord et de la norme « UMTS (W-CDMA) » de la troisième génération de téléphonie mobile européenne.

Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communication datent de ces vingt dernières années. Voulant profiter de la très large bande passante disponible sur le canal, le CDMA a aussi pour ambition d'augmenter la capacité de multiplexage en augmentant le nombre d'utilisateurs au prix d'une dégradation supportable de la qualité de liaison, et en exploitant simultanément les intervalles de temps et la bande de fréquence.

Le CDMA offre l'avantage potentiel de permettre une transmission synchrone des différents signaux ainsi qu'une transmission asynchrone (comme le W-CDMA), sans configurations de protocoles et références externes de temps.

Dans la liaison descendante et la liaison montante qui utilisent la technique d'accès CDMA, les trajets multiples peuvent être considérés comme un avantage. En effet, chaque trajet est porteur de la même information, et nous pouvons donc les combiner afin d'obtenir un signal unique dont la puissance serait renforcée. Cette idée est le principe mis en œuvre dans les récepteurs RAKE utilisés dans les systèmes de télécommunication basés sur le CDMA. Le principe de ce récepteur est très simple, et il existe différentes implantations de cette architecture dont les seules différences se situent au niveau de la performance mesurée : la vitesse de traitement qu'ils sont capables d'atteindre, la surface nécessaire à leur implantation, notamment en cas d'utilisation de codes multiples pour chaque utilisateur, ou encore dans le cas d'un environnement multiutilisateur.

D'autre part, les utilisateurs d'une même cellule possèdent des codes d'étalement orthogonaux. Lorsque le canal de transmission est sélectif en fréquences, il apparaît de l'interférence entre symboles, de l'interférence entre les utilisateurs

et par conséquent une destruction de l'orthogonalité entre les codes des utilisateurs. Les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire du canal, en ce qui concerne le *chip*, permettent alors de combattre l'interférence entre symboles due au canal et de rétablir au moins partiellement l'orthogonalité entre les utilisateurs. Ces récepteurs sont constitués d'un égaliseur linéaire réalisé au *chip* suivi d'un filtre adapté au code d'étalement de l'utilisateur recherché.

Le contexte de cette thèse se situe en ce qui touche le développement de l'architecture haut débit d'un récepteur utilisé dans les techniques d'accès CDMA. En effet, les récepteurs actuels requièrent des débits très élevés et une surface adaptée aux différentes applications (station de base ou station mobiles). Ils doivent en outre présenter des possibilités de redimensionnement et la complexité croissante avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs ou du nombre de codes par utilisateur doit rester raisonnable. L'objectif principal de ce travail est donc de concevoir une architecture rapide et configurable pour un récepteur RAKE de faible coût et à haut débit permettant un traitement optimal des données. Ce récepteur RAKE pourra ensuite être intégré dans le récepteur de la station de base ou de la station mobile avec le détecteur de chemins multiples et l'estimateur de canal.

L'objectif imposé par le cahier de charges est de proposer un système de réception complet en répondant au maximum possible à toutes les demandes par la satisfaction des points suivants :

- traitement rapide des données (haut débit) ;
- architecture extensible et configurable en fonction de l'environnement ;
- utilisation de technologie faible coût.

Dans le contexte des télécommunications, le traitement du signal reçu reste la partie la plus compliquée à traiter. En pratique, le récepteur RAKE est le récepteur le plus utilisé, soit dans la station de base pour la détection multiutilisateur. De plus, différentes études ont démontré que la performance du récepteur RAKE classique surpasse celle des autres types de récepteurs comme les récepteurs basés sur des techniques d'égalisation linéaire. C'est pourquoi le récepteur RAKE est utilisé dans la technique CDMA.

Chapitre 1

Système de communication sans fil

Introduction

La croissance mondiale rapide de l'abonné de téléphone cellulaire pendant la décennie passée a évidemment prouvé que la communication sans fil est des moyens efficaces pour l'information de données transférer et échanger dans la société d'aujourd'hui. Cependant en raison de la quantité limitée de largeur de bande disponible, il est nécessaire d'explorer des méthodes pour permettre aux utilisateurs multiples de partager les ressources disponibles simultanément. Les techniques d'accès multiple sont les méthodes qui existent pour accomplir la mission de « partager » la largeur de bande limitée disponible. TDMA et FDMA sont deux approches qui ont contribué à l'avancement de l'industrie sans fil de communication. L'accès multiple de division des codes (CDMA) est une technologie dominante d'aujourd'hui pour l'évolution de la troisième génération d'aujourd'hui (3 G) et de la future quatrième génération (4G) du système de communication mobile.

1.1 Modèle de communication de base

Cette section présente un modèle de communication simple illustré par les diagrammes de la figure 1.1.

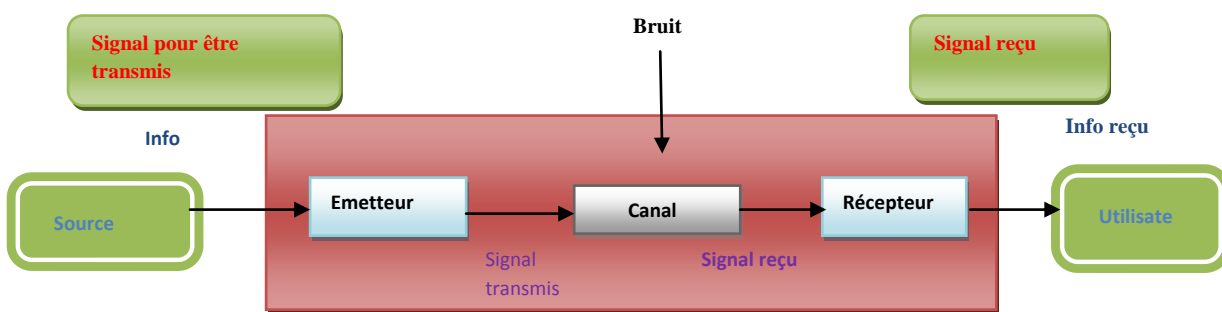


Figure 1.1: modèle de communication simple

Le modèle simple de communication est le bloc fonctionnel de base des communications modernes sans fil. L'objectif fondamental de la communication est l'échange de données d'information entre les deux parties.

La figure 1.1 présente des applications particulières telles que l'échange de signaux vocaux entre deux téléphones mobiles sur le même réseau. Les éléments clés des modèles sont les suivants:

- **Source:** Dispositif génère les données d'informations à transmettre par l'intermédiaire du canal de transmission.
- **Signal:** les données d'information sont codées sur le signal de transmission ainsi le signal du terme en tant que représentation de données en quantités physiques étant exprimées en fonction du temps.
- **Émetteur:** Les données d'information générées par la source ne sont généralement pas transmises directement dans sa forme sous laquelle ils sont générés. Plutôt, l'émetteur transforme et code les données de telle manière à produire un signal électromagnétique qui peut être transmis à travers le canal.
- **Canal:** Un chemin entre l'émetteur et le récepteur sur lequel se déplacent les signaux électriques.
- **Récepteur:** Un récepteur accepte fondamentalement le signal de la voie et a effectué la conversion requise dans le formulaire qui peut être manipulé par l'utilisateur.
- **Utilisateur:** Prenez les données entrantes en provenance du récepteur. Les données reçues doivent être le même que les données étant transmises par la source d'abord.

1.2 Propagation Caractéristique du canal sans fil

La communication sans fil s'est avérée essentielle dans nos vies quotidiennes. Toutefois, les performances du système de communication sans fil sont souvent limitées en raison de la nature du canal de transmission hostile. Contrairement aux canaux câblés qui sont de papeterie et prévisibles, les canaux sans fil sont très aléatoires et difficiles à modéliser.

1.2.1 Atténuations

Une des limitations majeures sur la performance du système de communication est soumise à l'atténuation par le signal qui se déplace entre l'émetteur et le récepteur.

Le chemin que le signal prend de l'émetteur au récepteur peut être champ de

vision (LOS) suivant les indications de la figure 1.2.1a dans ce cas, l'atténuation du signal ne peut être sévère.

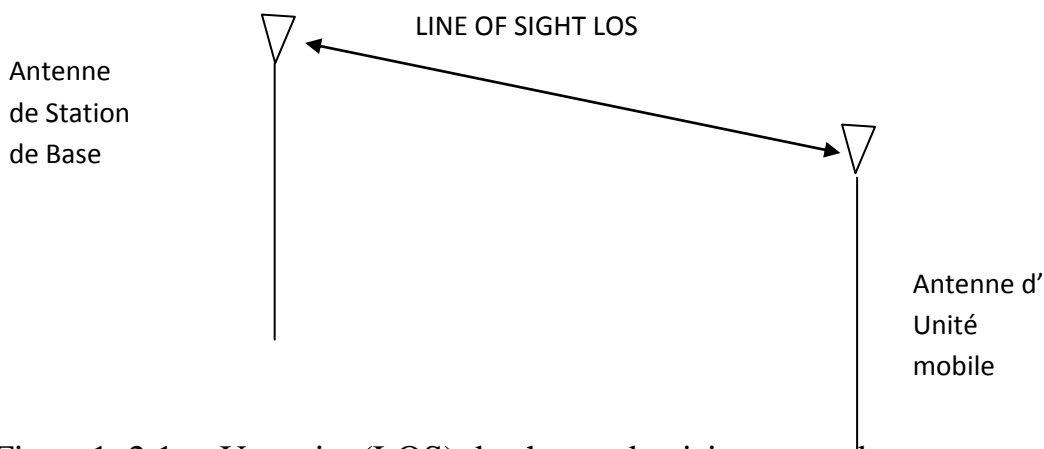


Figure1. 2.1a : Un trajet (LOS) de champ de vision entre deux antennes.

Cependant dans un environnement urbain typique, le chemin entre l'émetteur et le récepteur et les accès du signal au récepteur par le processus des réflexions, de la diffraction, de la réfraction et de la dispersion suivant les indications de la figure 1.2.1b. Ces moyens de transmission du signal sont des exemples des mécanismes (sans visibilité directe) de propagation.

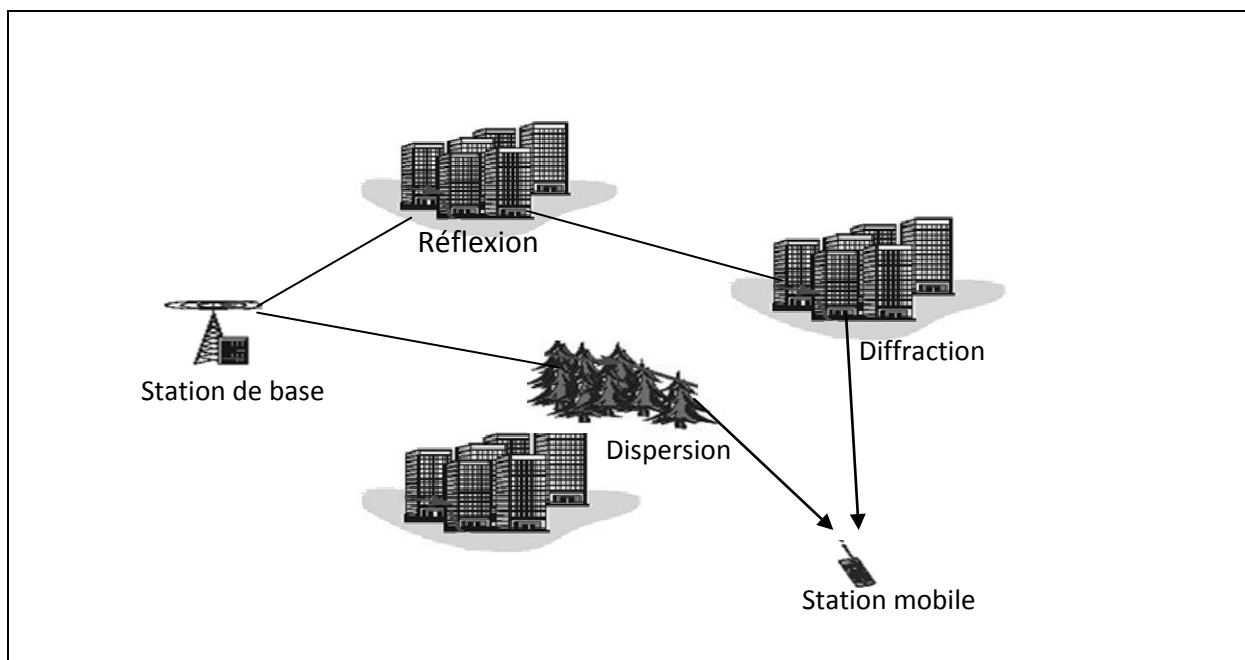


Figure1.2.1b : Chemin (sans visibilité directe) entre deux stations.

Les mécanismes (sans visibilité directe) de propagation sont encore illustrés en suivant ci-dessous :

- Les réflexions se produisent quand le signal de propagation rencontre un objet qui est beaucoup plus grand que la longueur d'onde du signal. Ceci se

produit habituellement quand le signal entre dans un bâtiment et la réflexion peut se produire au mur du bâtiment suivant les indications de la figure 1.2.1c.

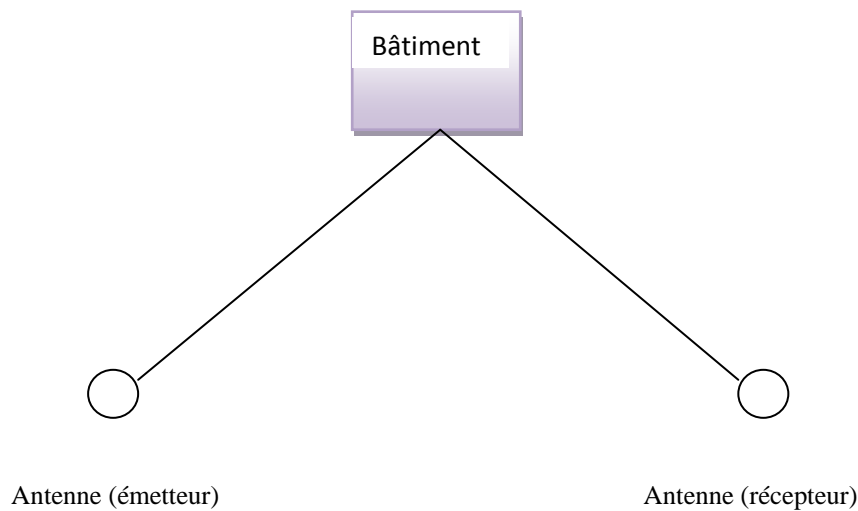


Figure 1.2.1c : Réflexion du signal à une frontière.

- Diffractions aura comme conséquence le recourbement du signal permettant au récepteur pour recevoir le signal même lorsque là aucun chemin direct entre l'émetteur et le récepteur. Il se produit habituellement sur les surfaces irrégulières telles que les bords pointus suivant les indications de la figure 2.21d.

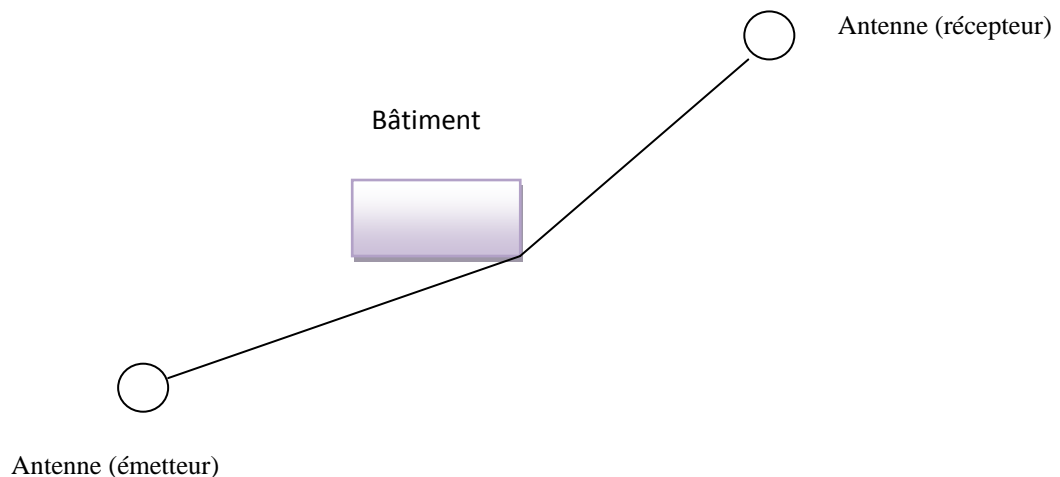


Figure 1.2.1d : Diffraction de signal au bord d'un bâtiment.

- Diffusion se produit généralement lorsque le signal est soumis à un grand nombre d'objets plus petits que les longueurs d'onde du signal. Cela se produit généralement lorsque le signal passe à travers un milieu contenant des

végétations, des forêts, les nuages et etc. Ainsi, le processus de diffusion serait donc provoquer le signal étant dispersés dans toutes les directions. La figure

1.2.1e, montre le processus de diffusion.

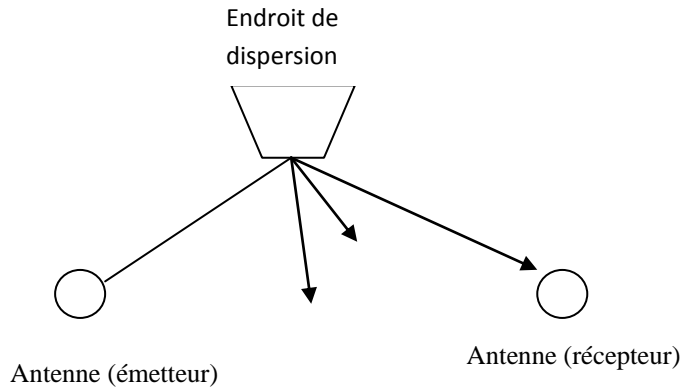


Figure 1.2.1e : Dispersion du signal.

Le non-aligné de mire (N-LOS) caractérise les conditions de transmissions de communication les plus mobiles. L'effet qui en résulte, en raison de ces conditions, serait une perte de puissance du signal, en outre, conduire à des déficiences de transmission, d'autres qui ont causé les données transmises à être corrompu affectant ainsi les performances du système.

La puissance du signal détecté par un récepteur est illustrée à la figure 1.2.1f.

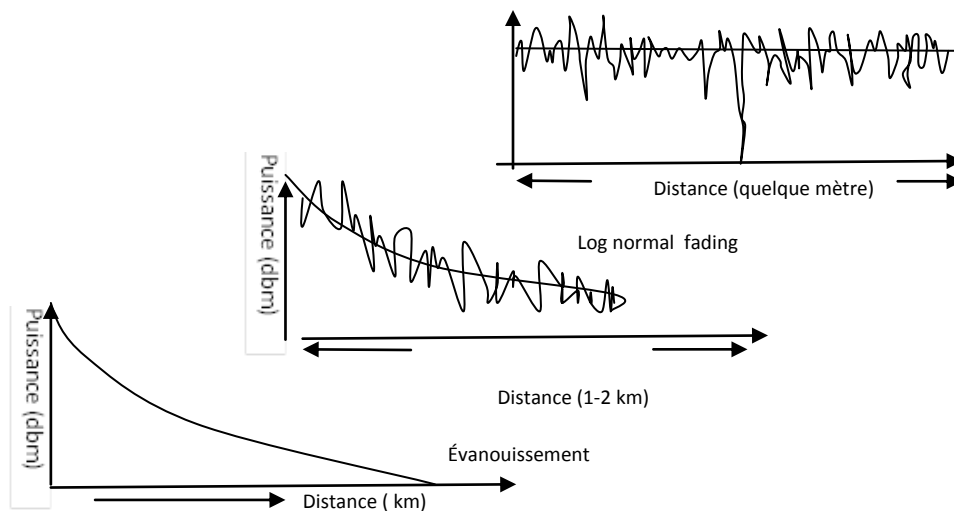


Figure 1.2.1f : Perte de puissance de signal reçu

L'observation de la puissance à une séparation de plusieurs kilomètres entre l'émetteur et le récepteur, nous constatons une diminution constante de l'atténuation en termes de puissance. Les atténuations ne sont pas les seules

limitations aux performances de la communication et elles ne racontent pas toute l'histoire de la perte de puissance du signal.

Si on fait un zoom sur les distances de séparation d'un couple de kilomètres (1-2km) et on observe que la puissance du signal ne diminue pas dans un état stable mais fluctue cependant autour d'une valeur moyenne sur une longue période. Ce phénomène est appelé la décoloration et à long terme est généralement décrite en termes de distributions log normales.

Nous allons maintenant examiner plus en détail pour pouvoir sur quelques centaines de mètres de distances de séparation (quelques mètres). Cette fois-ci on verra que la puissance du signal est fluctuante plus rapidement et le phénomène est qualifié de la décoloration à court terme et décrivent généralement en termes de distributions de Rayleigh.

Nous avons maintenant une compréhension claire de la nature de la complexité du signal reçu. Dans la section 1.2.2, nous allons pour suivre l'analyse de ces phénomènes associés à la propagation du signal sans fil.

1.2.2 Evanouissement

Comme indiqué précédemment dans la section 1.2.1, les caractéristiques de transmission ne sont pas déterminées par l'atténuation seule. La perte de puissance ou de l'atténuation observée peut aussi varier avec des distances et du temps. Ce phénomène est décrit en termes d'évanouissement qui est une autre limitation à la performance du système de communication sans fil. Lorsqu'un signal de l'émetteur laisse, l'intérieur du canal, il est soumis à des conditions non isolé de vision (N- LOS) par différents types de structures à son trajet de propagation. L'analyse de la perte de signal résultant de la présence des divers obstacles dans le canal, nous avons observé que la perte de transmission fluctue autour d'une valeur moyenne. Les aspects de la courbe de perte de transmission, où le signal reçu perd sa nature déterministe et devenir aléatoire dans le temps et les espaces sont décrits en termes d'évanouissement. L'évanouissement est généralement décrit en termes de la distribution statistique de l'enveloppe du signal reçu comme Rayleigh, Rice et log-normale.

1.2.2.1 Evanouissement par trajets multiples

Évanouissement par trajets multiples que le nom proposé découle des existences de plusieurs chemins entre l'émetteur et le récepteur. Quand un signal sort de l'émetteur, il peut prendre un certain nombre de chemins différents pour atteindre le récepteur, comme indiqué dans la figure 1.2.2a. L'unité mobile sera

donc recevoir les composantes du signal qui sont dispersés, réfléchi et diffracté par divers obstacles dans le canal, créant ainsi un certain nombre de chemins différents.

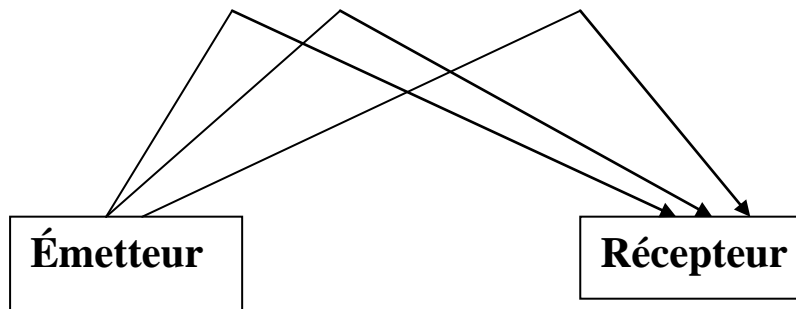


Figure1.2.2a : Par trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur

Les composantes du signal reçu comme indiqué dans la figure1.2.2a peuvent encore être représentée par l'expression mathématique et décrits par la distribution statistique comme le montre la figure1.2.2b

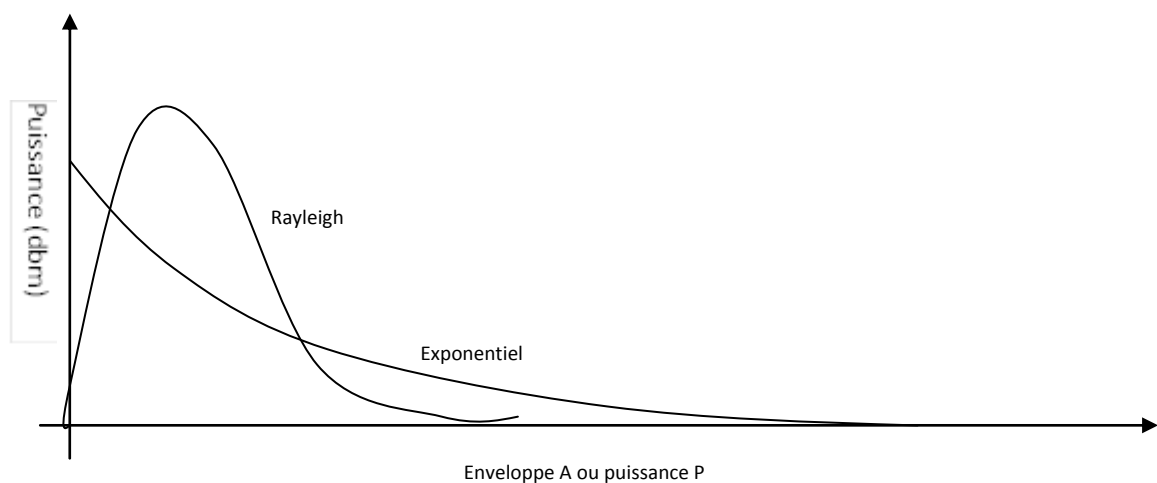


Figure1.2.2b : La fonction de densité de Rayleigh a distribué l'enveloppe et la puissance de signal.

1.2.2.2 Evanouissement plat et évanouissement de fréquence sélective

La fluctuation de la puissance reçue n'est pas le seul effet de l'évanouissement. L'évanouissement peut également affecter la forme de l'impulsion pendant qu'il est transmis par le canal. Considérer le diagramme suivant les indications de la figure 1.3.1a. En raison des trois différents chemins pris, les reproductions des impulsions arriveront au récepteur à trois synchronisations différentes. Si ces

impulsions ne sont pas résolubles, l'effet par trajets multiples est de produire des impulsions d'un élargissement. En d'autres termes le résultat par trajets multiples de bide en élargissant l'impulsion transmise menant au brouillage inter symbole (ISI).

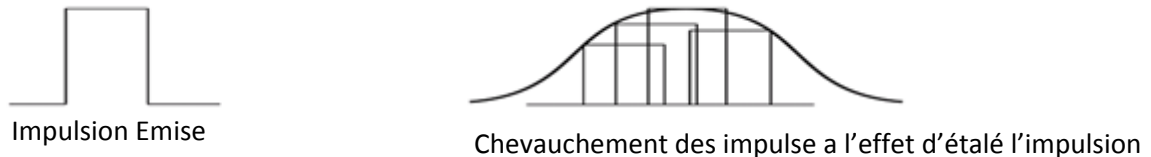


Figure1.3.1a : Élargissement des impulsions transmises.

Dans ce cas-ci nous pouvons qualitativement décrire le canal de transmission pour avoir un comportement dispersif. Les impulsions correspondant aux chemins multiples arrivent au récepteur au temps différent et avec la quantité de puissance différente selon la nature de la dispersion, de la réflexion et de la diffraction qui est responsable de la génération du composant particulier. L'instant d'arrivée des différents composants du signal est employé pour déterminer l'impulsion du canal.

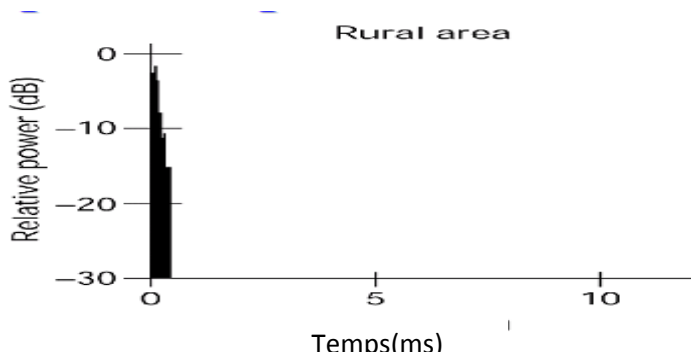


Figure1.3.1b Les impulsions répondant au secteur rural.

Dans la figure1.3.1b, les impulsions sont susceptibles d'arriver presque au même temps et la probabilité qu'elles prendront moins du temps pour atteindre le récepteur. Cela est dû au fait que le secteur rural se compose de peu de grandes structures et donc les différents chemins sont fermés entre eux. Ce signifie également que les différences entre les heures d'arrivée de n'importe quelle information reçue est trop petite pour être observées. Dans ce cas-ci il est possible de caractériser le secteur rural comme les canaux presque à plat d'évanouissement par lequel les impulsions élargissant soient minimum et le signal ainsi arrivé au récepteur avec peu de déformation et ISI est négligeable

- Zones urbaines

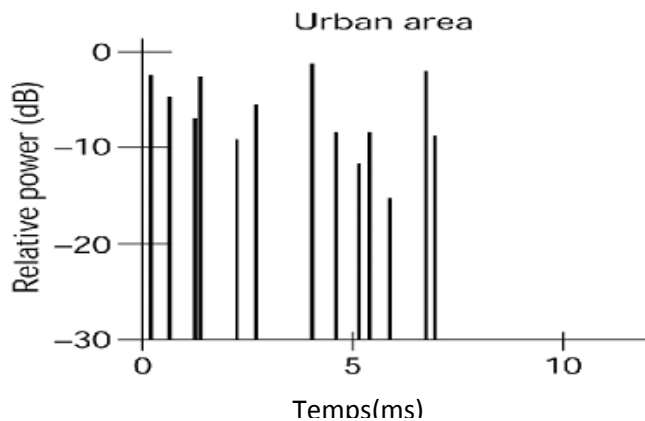


Figure 1.3.1c : Les impulsions de zones urbaines

Après comme vu dans la figure 1.3.1c, pour des zones urbaines, les chemins multiples seront plus divers et les plus reçus seront étendus beaucoup plus. Dans cette condition les impulsions sont susceptibles d'arriver au récepteur à un temps plus long et à un résultat dans des impulsions d'un élargissement. Dans ce cas-ci nous pouvons clairement caractériser les zones urbaines en tant que canaux d'évanouissement sélectifs d'une fréquence par lequel des impulsions soient soumises à l'élargissement et par conséquent le signal arrive au récepteur avec la déformation et les interférences inter-symboles ISI soit expérimentées.

1.2.2.3 Evanouissement rapide et lent

Jusqu'ici dans la section 1.2.2 et 1.3.1, nous avons considéré seulement le cas du système de communication mobile stationnaire. Nous allons maintenant examiner le cas d'un système mobile se déplaçant à une certaine vitesse. De même, le signal émis sur le canal est soumis à toutes sortes de non-ligne (N-LOS) de visée résultant des conditions du signal pour atteindre le récepteur à différents moments et à la quantité de puissance différente.

Toutefois, si le système mobile se déplace, il y aurait donc un changement dans l'environnement de transmission ainsi la caractéristique du canal va aussi changer. Dans ce cas un décalage Doppler $f_{doppler}$ est présenté dans la fréquence si le signal étant reçu. C'est-à-dire chaque fois que le système mobile se déplace à une certaine vitesse, le canal change à taux de $f_{doppler}$. De même, nous pouvons décrire qualitativement le canal de transmission d'avoir un comportement dispersif. Les raisons pour se référer à ce comportement de la voie que dispersive sont comme suit dans les caractéristiques du canal suivants.

a. Evanouissement lent

Considérée la transmission du signal en tant que système mobile se déplace à une certaine vitesse et introduire des changements dans le canal à une vitesse $f_{doppler}$. Si la durée des points positifs transmissibles est très court, les changements introduits par le mouvement du système sera très lent et peu d'impact sur la réception des points positifs.

b. Evanouissement rapide

Cependant, si la durée de transmis est grand, les changements présentés par le mouvement du système seront très rapides et affecteront ainsi la réception des plus. Ainsi le canal variera aux changements d'une façon beaucoup plus rapide et nommera ainsi en tant que canal d'évanouissement rapide.

1.3 Modulation pour la communication sans fil

La modulation est le processus dans lequel le signal contenant l'information est modifié pour la transmission. Dans l'ordre exprime les données de l'information à transmettre est codé sur l'onde électromagnétique. Le processus implique l'étape de la traduction de fréquence dans laquelle le signal de l'information apparaît comme bande de base autour de la fréquence porteuse.

Le signal de fréquence porteuse souvent connu sous le nom de signal de bande de base est exprimé comme $c(t) = A_0 \cos[2\pi f_0 t + \theta]$ par lequel la fréquence puisse être réalisée de trois manières à savoir : en changeant la phase θ du porteur, la fréquence porteuse f_0 et l'amplitude A_0 . Ces processus sont connus comme modulation de phase (PM), modulation de fréquence (FM) et modulation d'amplitude (AM) respectivement.

Fondamentalement il ya deux types de modulation à savoir la modulation analogique et modulation numérique. La plupart des systèmes sans fil utilisent modulations numériques dans lequel les données d'informations sont représentées comme une des séquences de points positifs codées sur l'onde électromagnétique. La modulation numérique est plus privilégiée car elle offre une meilleure immunité au bruit, facile à des formes différentes multiplex de l'information et il est également compatible avec les méthodes numériques de traitement du signal rendant ainsi le système sans fil facile à mettre en œuvre.

Comme mentionné plus tôt dans la section 1.1 du modèle de communication simple: le bloc de construction de base de communications modernes sans fil.

Nous allons maintenant transformer le modèle de communication simple à un modèle de système générique de communication numérique sans fil comme le montre la figure 1.4a. Le modèle est également un bloc de construction du système CDMA qui doit être traité dans la section plus tard de la thèse.

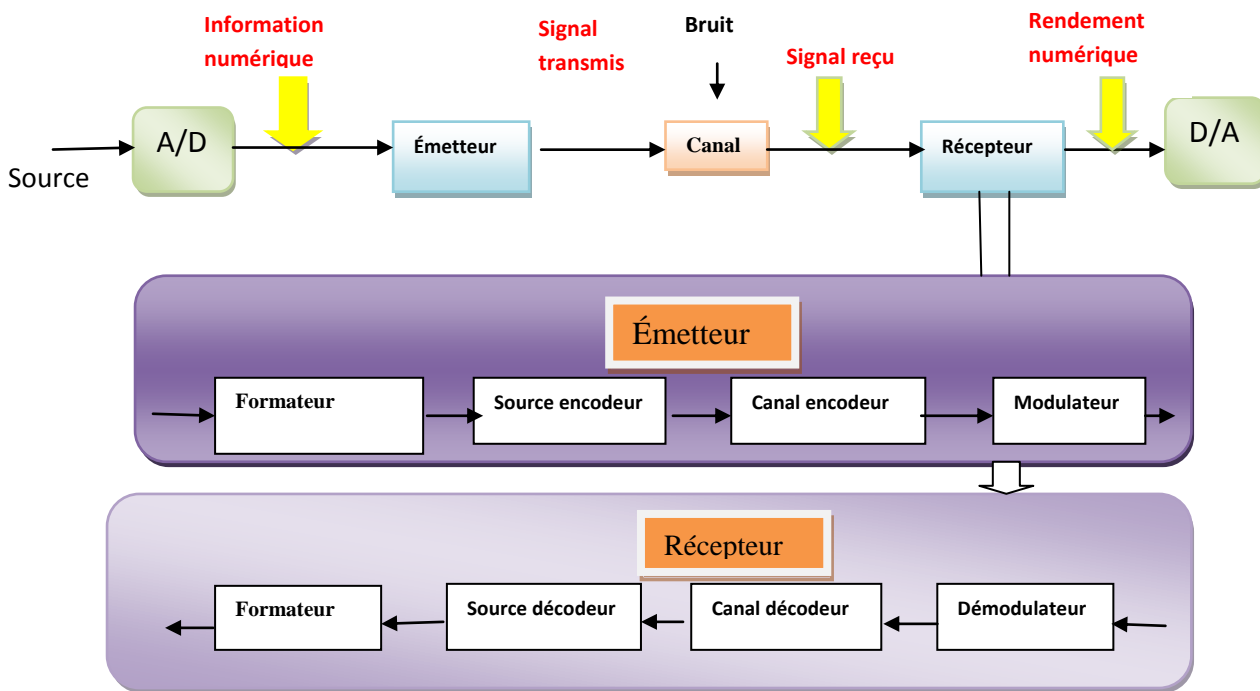


Figure 1.4: Modèle de système générique de communication numérique sans fil

L'élément clé dans le système est la nouvelle génération de symboles de données 0 ou -1 et 1. Ces symboles sont des quantités abstraites et doit être exprimé sous une forme tangible pour le stockage et la transmission. Cela se fait par la représentation de ces symboles en utilisant des impulsions. Un certain nombre d'impulsions forme un train d'impulsions qui portent l'information à travers le canal. Les impulsions créées sont ensuite codées sur l'autre type de techniques de modulation avant émission sur le canal.

Les éléments clés des modèles sont les suivants:

- **A/D encodeur convertisseur, codeur de source et de canal**

Essentiellement ces deux éléments produisent la version numérisée de l'information analogique à transmettre. Un convertisseur A/D serait d'abord créer l'information numérique et le codeur serait de coder l'information de la

bande passante globale requise pour la transmission en fonction de la norme adoptée par le système sans fil. Le codeur du canal agit comme un filtre dans lequel elle atténue les effets du bruit et à la décoloration. Ces trois éléments créent ensemble le train d'impulsions.

•Modulateur

Selon le format de modulation utilisé dans le système pour transmettre des impulsions du train.

Chapitre 2

Concept du système CDMA

Introduction

Le développement des systèmes de communication est limité par les contraintes sur la capacité de ces systèmes, c'est-à-dire l'augmentation du nombre d'accès simultanés au canal de transmission, surtout parce que le spectre radio disponible est limité, ce qui oblige à utiliser les ressources disponibles plus efficacement. Le défi est de savoir comment transmettre plus de bits par seconde et par hertz. Un aspect important de cette question est de savoir comment le moyen commun de transmission est partagé entre les utilisateurs. C'est-à-dire le plan d'accès multiple.

Ce chapitre présente en premier lieu une chaîne de transmission de signaux numériques, afin de situer et préciser l'importance de la fonction d'accès multiple, replacée dans son contexte. Cette fonction se situe à des positions déterminantes ce qui implique qu'elle est parmi les éléments les plus sujets à des évolutions importantes comme, par exemple, le débit imposé par les protocoles de communication.

Pour comprendre et aborder les difficultés que doivent affronter les récepteurs numériques lors du traitement d'un signal à haut débit, nous allons expliquer les principes des différentes couches réseau, et aussi les différentes techniques d'accès multiple. En effet, la méthode d'accès multiple la plus répandue parmi les nouvelles générations de systèmes de communication est le CDMA (*Code Division Multiple Access*), technique d'accès multiple utilisée par les réseaux d'accès radio de la 3G [RAPP02].

Effectivement, les concepts étudiés dans ce chapitre serviront d'introduction aux chapitres suivants où les technologies de réception feront l'objet d'une étude plus approfondie.

2.1 Principe du CDMA

Les systèmes d'accès multiple de division des codes (CDMA) permettent à tous les utilisateurs de transmettre des données utilisant la même largeur de bande simultanément. Les systèmes de communication suivant ce concept sont " des systèmes de spectre de diffusion ". Dans cette technique de transmission, le spectre de fréquence de donnée-signal est étendu utilisant un code qui est non-corrélatif avec celui du signal de données. De même que l'occupation de largeur de bande est beaucoup plus haute.

Les systèmes de communication suivant ce concept sont les systèmes de spectre de diffusion.

Ainsi, la distinction caractéristique de système CDMA ne signifie rien, mais l'étalement du spectre du signal de données transmis à travers l'utilisation d'un code qui est une des impulsions étroites comme on le voit dans la figure 2.1a. Cette impulsion étroite, ou l'ensemble de ces impulsions, souvent définit les codes d'étalement, appelée la signature des séquences d'utilisateur, ou pseudo-bruit (PN) binaire des séquences de code. Ces codes ont une faible corrélation croisée des valeurs et sont uniques à chaque utilisateur. Cela permet au récepteur de savoir le code de l'émetteur visé et donc capable de sélectionner le signal désiré afin de faire de la discrimination entre les informations des différents utilisateurs.

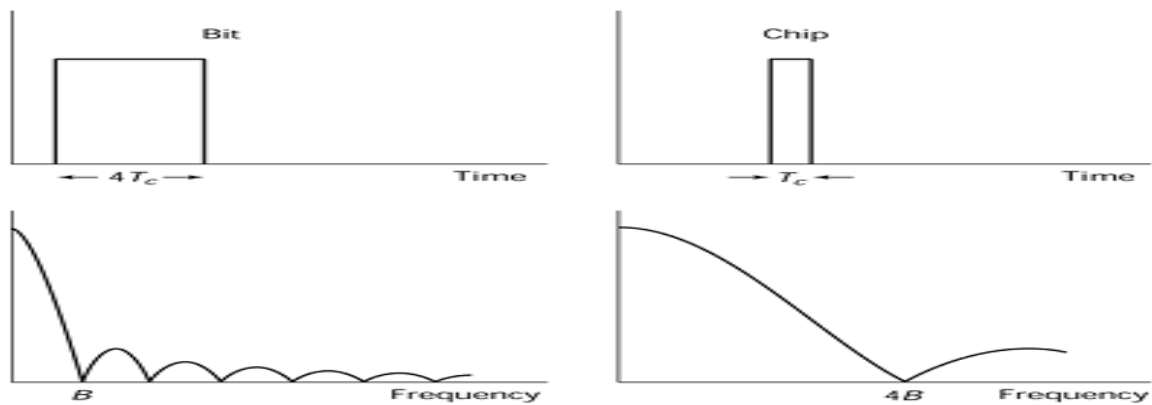


Figure 2.1a : Données écartées avec des plus étroits.

La diffusion de l'approche du spectre de fréquences ou la propagation est la mise en œuvre clé des techniques CDMA. Le concept d'étalement est illustré dans la figure 1b ci-dessous.

Le flux de données d'entrée et les séquences PN sont présentés. Le nombre de chips/bits est connu comme étant le gain K d'étalement. Le procédé d'entrée de données $m(t)$ est la multiplication par les séquences PN pour produire des données transmis $s(t)$, pour chaque utilisateur.

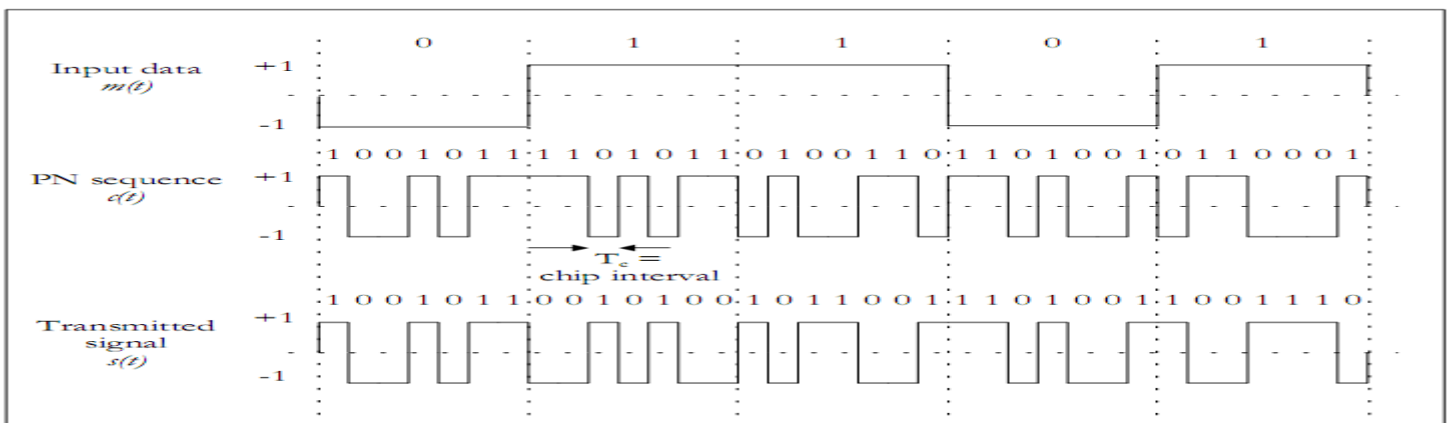


Figure 2.1b : Addition Modulo-2 des données d'entrée et des séquences PN.

Ainsi, il est clair que le spectre des données d'information subit un étalement à la transmission.

Le principe de base de travail de la technique CDMA est illustré dans la figure 2.1c ci-dessous.

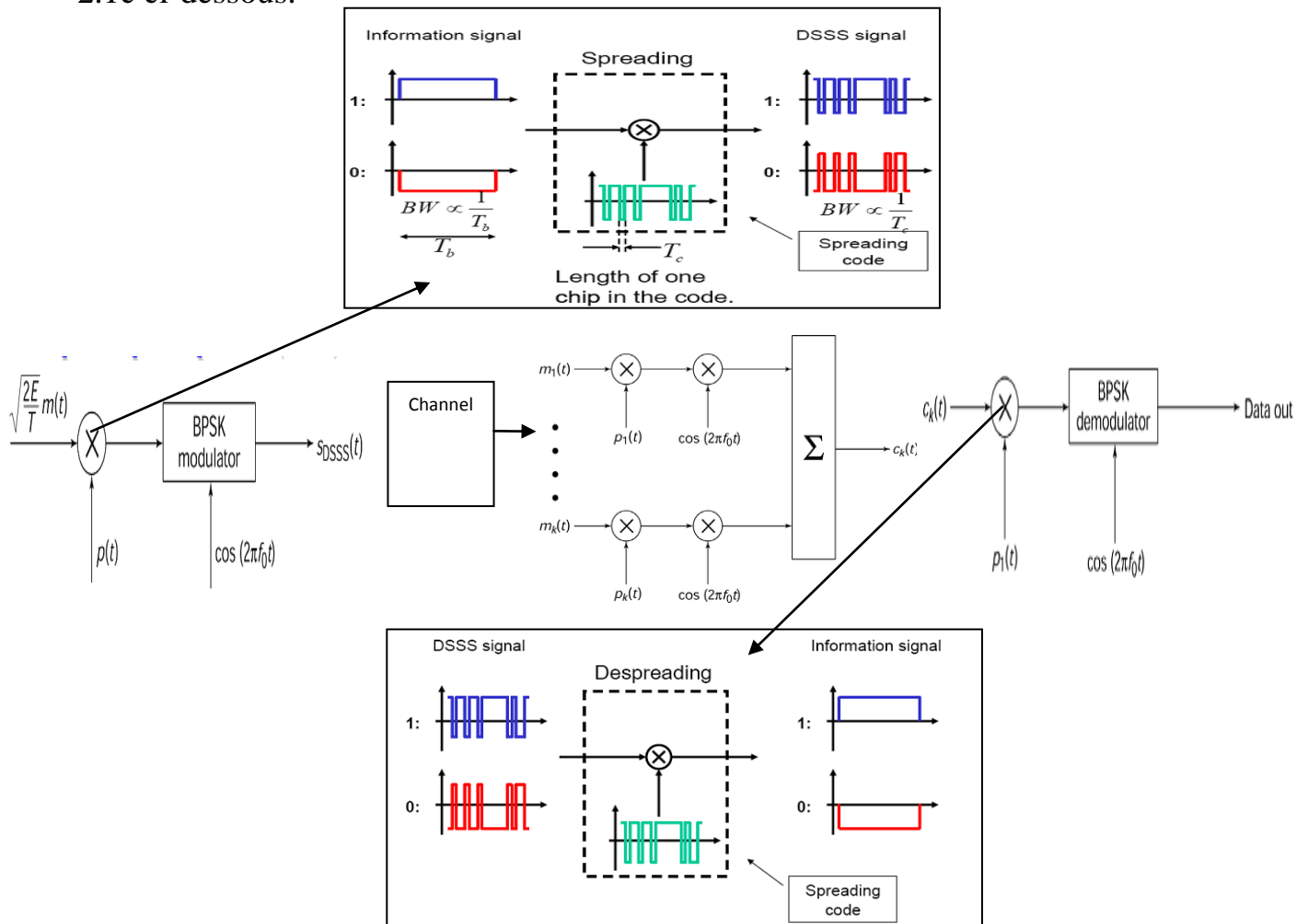


Figure 2.1c : Principe de fonctionnement de CDMA.

- l'étalement est effectué par la multiplication de l'information codée avec les séquences PN. Le signal de données est ensuite modulé par une BPSK et les données transmises sont exprimés en

$$S_{DSSS}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} m(t) p(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta) \tag{2.1}$$

- Dans le canal du signal transmis, comme d'habitude en raison de trajets multiples est soumis à effet d'évanouissement, ainsi la technique de diversité est

utilisée pour minimiser des effets d'évanouissement. La diversité de recevoir M signaux transmis et de les combiner dans un mode.

- Une fois de plus le signal reçu sera à nouveau désétaillé, ceci est réalisé en multipliant par la séquence PN de l'utilisateur. Le signal étaillé sera démodulé par une BPSK pour récupérer les données d'origine.

2.2 Propriétés des séquences de PN

Le système CDMA utilise deux catégories générales de séquences d'étalement: séquences PN et des codes orthogonaux comme le code gold. La séquence PN possède de nombreuses caractéristiques telles que d'avoir un nombre pratiquement égal de zéros et de uns, présentant des propriétés très faibles corrélation entre les versions décalées de la séquence et avec tous les autres signaux. Cette propriété d'auto-corrélation est illustrée à la figure 2. 2a.

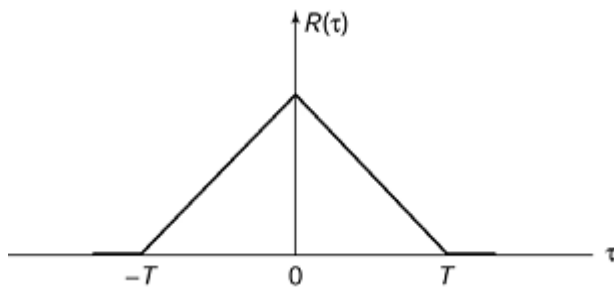


Figure 2.2a : Auto-corrélation des séquences aléatoires d'un PN.

Un autre aspect important est l'auto-corrélation de la séquence où elle décide de la possibilité de synchroniser et de verrouiller le code d'étalement pour le signal reçu ceci combat efficacement les effets des interférences par trajets multiples et améliore le SNR. Cela se voit dans la figure 2.2b.

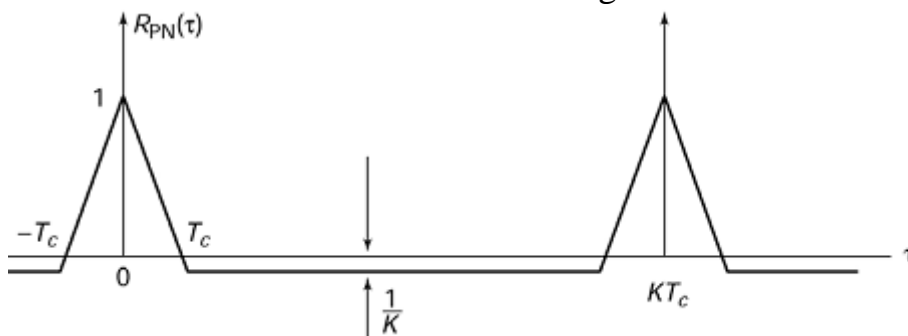


Figure 2.2b : Auto-corrélation des séquences de PN de longueur K

La séquence PN est unique à chaque utilisateur et est presque orthogonale aux séquences des autres utilisateurs. Ainsi, les interférences provenant d'autres utilisateurs dans la même bande sera très faible. Cependant, du nombre important des utilisateurs entrant dans le système, les codes deviennent de moins

en moins orthogonaux résultant de la dégradation des performances du système en raison de la présence des interférents.

La séquence PN est produite par le générateur de bruit pseudo-aléatoire comme le montre la figure 3.2c. Il est tout simplement un registre binaire à décalage rebouclé, constitué de portes XOR. Ce générateur PN a la possibilité de créer une séquence identique pour l'émetteur et le récepteur, et tout en conservant les propriétés souhaitables d'une séquence de bits appelé pseudo bruit aléatoire.

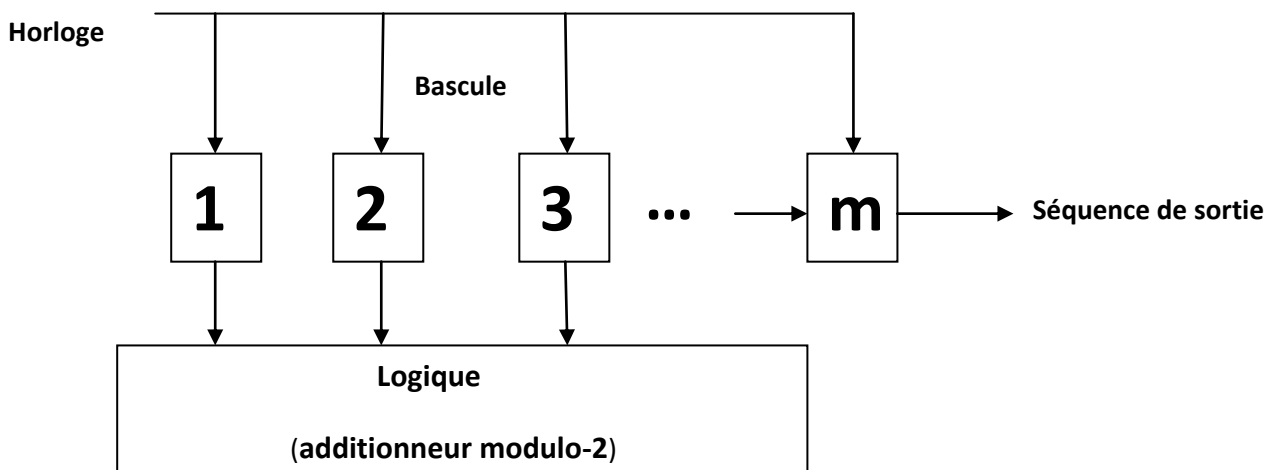


Figure 2.2c : Schéma fonctionnel de générateur de séquence de PN.

D'autres types de code sont les M-séquences, les codes de gold, des séquences Kasami, de Walsh-Hadamard sont des aussi des exemples de séquences PN. Ils sont également des codes d'étalement du système CDMA. En raison du fait que les séquences PN ont des limitations sur le nombre de codes orthogonaux que le nombre d'augmentation de l'utilisateur, il a fallu donc élaborer des codes orthogonaux, ce qui sera vue dans le chapitre 4.

2.3. Étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre sont des méthodes par lesquelles l'énergie générée à une ou plusieurs harmoniques est délibérément étalée, ou distribuée dans le domaine des fréquences ou le domaine du temps. C'est une technique par laquelle un signal est transmis sur une bande passante considérablement plus large que la bande nécessaire pour que l'ensemble des fréquences composant le signal original ne soient transmises par des méthodes classiques de modulation. Cette technique diminue le risque d'interférences avec d'autres signaux reçus tout en garantissant une certaine confidentialité. L'étalement de spectre utilise généralement une séquence ressemblant à du bruit pour étaler le signal de bande étroite en un signal relativement à large bande, le spectre du signal étalé sera au niveau du bruit ce qui le rend indétectable. Le récepteur régénère le signal original en corrélant le signal reçu avec une réplique de cette séquence. Deux motivations sont à l'origine de cette technique : en premier lieu, résister aux efforts ennemis pour brouiller le signal, puis cacher la communication elle-même. De nos jours, l'aspect partage d'une même fréquence par plusieurs utilisateurs (accès multiple) est l'une de ses principales applications. Par ailleurs, l'étalement de spectre facilite les transmissions numériques dans les cas d'interférences par trajets multiples. Le saut de fréquence, l'étalement par séquence directe, l'étalement par pseudo-bruit (en utilisant des séquences de pseudo-bruit), et les combinaisons de ces techniques sont des formes d'étalement de spectre. Cette technique est réapparue dans les années 1960. Elle est par exemple utilisée par les systèmes de positionnement par satellites (GPS, GLONASS), les liaisons cryptées militaires, les communications de la navette spatiale avec le sol, et plus récemment dans les liaisons sans fil 3G UMTS (W-CDMA) et le WiFi (IEEE 802.11b) et Bluetooth.

2.3.1. Principes de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre (en anglais *Spread Spectrum*) est une technique par laquelle plusieurs utilisateurs peuvent être présents simultanément sur une même bande de fréquence.

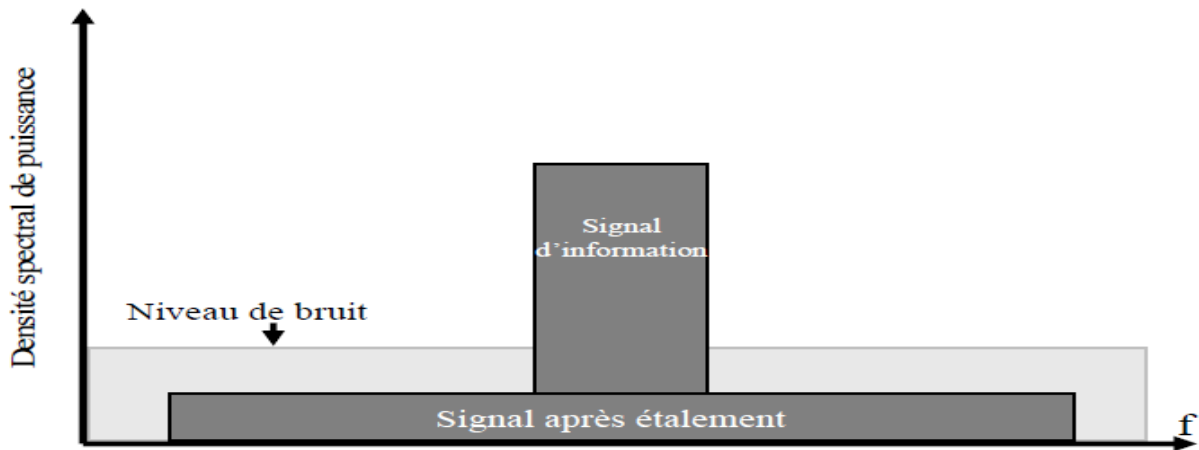


Figure 2.3 : Principe conceptuel de l'étalement de spectre

L'étalement de spectre peut être défini de la façon suivante : « L'étalement de spectre est une technique qui permet de transmettre un signal d'information sur une largeur de bande plusieurs fois supérieure à la largeur de bande minimale que le signal demande ». Pour cette raison, l'étalement de spectre est aussi considéré comme une forme de modulation. Dans un système à étalement de spectre, le signal transmis est « étalé » à partir d'un code indépendant du message d'information. Après s'être synchronisé avec l'émetteur, le récepteur doit utiliser ce même code pour « désétaler » le signal et pouvoir par la suite récupérer le message d'information.

Pour comprendre pourquoi l'étalement de spectre a eu tant de succès, il faut relire les travaux de Claude Shannon, qui a le premier formalisé ce concept. Commençant par la célèbre expression qui détermine la capacité d'un canal :

$$C = B \log_2 \left(1 + \left(\frac{S}{N} \right) \right) \quad (2.2)$$

où C est la capacité du canal en bits par seconde, B la largeur de bande du signal transmis en hertz, S la puissance du signal en watt, N la puissance du bruit en watt et \log_2 la fonction logarithme en base 2. En développant en série cette fonction dans l'expression précédente, on peut facilement arriver à l'expression suivante :

$$C \approx \frac{B}{\ln(2)} \left(\frac{S}{N} \right) \Rightarrow \left(\frac{S}{N} \right) \approx \frac{\ln(2) \cdot C}{B} \quad (2.3)$$

On voit sur l'expression précédente qu'il existe un rapport inverse entre la largeur de bande B (la bande occupée par le signal de transmission) et le rapport S/B (signal sur bruit) que l'on mesure à la réception. Plus précisément, on observe qu'un rapport signal sur bruit moins important est nécessaire pour conserver la même capacité de canal C si B augmente. C'est ainsi que l'on démontre les vertus de l'étalement de spectre : la largeur spectrale est accrue afin d'obtenir de bonnes performances à la réception, le rapport signal à bruit étant réduit au minimum.

Le paramètre clé dans tout système d'accès radio à étalement de spectre est le gain de traitement. Ce dernier (que l'on notera G_p « *Processing Gain* ») est défini comme le rapport entre la largeur de bande occupée par un bit d'information après et avant étalement. Si l'on note « B_{inf} » la largeur de bande occupée par un bit d'information avant étalement et « B_{spr} » la largeur de bande du signal étalé, le gain de traitement satisfait :

$$G_p = \frac{B_{spr}}{B_{inf}} \quad (2.4)$$

La valeur de ce paramètre représente la capacité des systèmes d'accès radio à étalement de spectre à rejeter l'interférence. C'est-à-dire que plus « G_p » est grand plus le système résiste au bruit.

2.3.2. Propriétés de l'étalement de spectre

Dans la figure 2.3, on a volontairement inclus un signal de bruit présent sur une bande de fréquence assez large. Ce signal de bruit représente toutes les sources d'interférence et le bruit thermique. On observe sur la même figure que le signal étalé peut se retrouver noyé dans l'interférence au point qu'il donne l'illusion d'en faire partie. Un facteur essentiel qui explique le succès de l'étalement de spectre dans le domaine militaire est que sans la connaissance du code d'étalement, il est quasiment impossible de détecter le signal transmis et de récupérer le message d'information qu'on convoie. Cette propriété est appelée « faible probabilité de détection » (LPD, *Low Probability of Detection*).

Le signal étalé résiste fort bien aux interférences qui occupent une largeur spectrale beaucoup plus étroite. Il faut préciser que l'on parle ici d'une source ponctuelle d'interférence qui ne serait présente que sur une bande étroite.

Cette robustesse provient tout simplement du fait que l'information est étalée sur une bande de fréquence assez importante et profite d'une certaine forme de diversité en fréquence : seule une partie du spectre du signal utile étalé est perturbée.

De plus dans ce système, la propriété de traiter des trajets multiples augmente le gain de traitement. En effet, dans un canal à trajets multiples, plusieurs copies du signal transmis arrivent au récepteur à des instants différents. Un système à étalement de spectre présente une robustesse naturelle vis-à-vis des effets négatifs causés par les trajets multiples sur le signal.

2.3.3. Étalement de spectre par séquence directe (DS-SS-CDMA)

Il a été mentionné que l'étalement de spectre est considéré comme une forme de modulation, car les données d'origine sont transformées de telle sorte que la largeur de spectre nécessaire après transformation soit plusieurs fois supérieure à celle des données d'origine. Cette transformation peut être effectuée de plusieurs manières différentes.

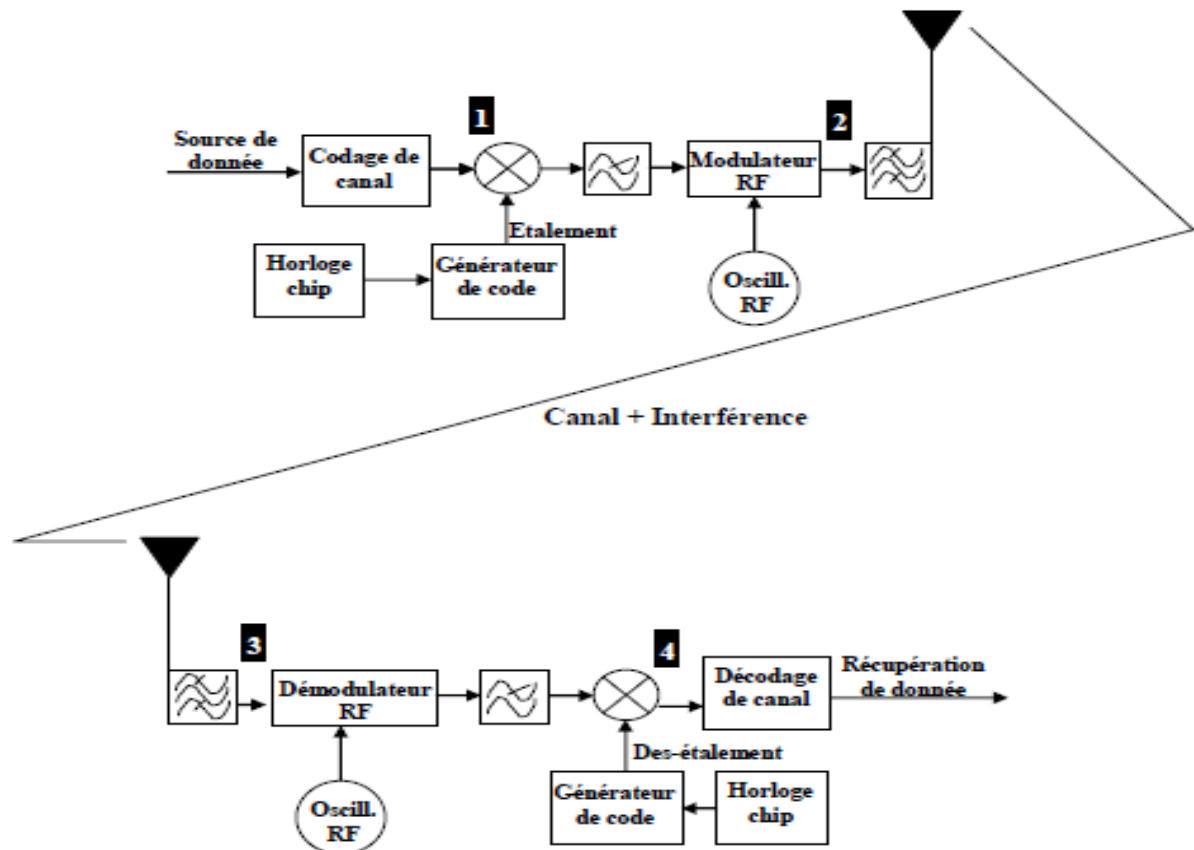


Figure 2.4: chaîne simplifiée d'émission et de réception d'un système DS-SS-SSA

La figure 2.4 montre un schéma simplifié d'un émetteur/récepteur DS-SS-SSA. Dans cet exemple, on appelle le débit de la source de donnée « le débit bit » ; le débit après le codage de canal « débit symbole » et le débit après l'étalement de spectre « débit *chip* ». La source d'information en bande de bases « B_{inf} » fournit donc des bits au codeur de canal pour avoir des symboles de largeur spectrale « B_s » au point 1. La largeur de bande des symboles du message va augmenter après l'étalement, car le code d'étalement est généré au débit *chip*

« B_{spr} » qui est supérieur à « B_s ». Le signal est ensuite mis sur porteuse « f_c » (point 2). On suppose que le canal ajoute des interférences provenant des utilisateurs de la cellule courante et des cellules voisines.

À la réception, le signal est d'abord transformé en signal en bande de bases par un filtre passe-bande, centré sur « f_c », limitant la largeur spectrale de l'interférence (point 3). Une fois en bande de bases, le signal est filtré pour ne retenir que le lobe principal du message. Nous supposons que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés et que l'on utilise le même code

d'étalement en émission comme en réception c'est-à-dire dans les points 1 et 4. Enfin, le signal est désétalement puis il est décodé pour récupérer les données.

Le DS-CDMA (*Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access*), en anglais, ou AMRC (Accès Multiple à Répartition par les Codes), ou CDMA à séquence directe, est la technique d'étalement la plus répandue dans les systèmes de radiocommunication mobile. Par exemple, elle est à la base des systèmes de deuxième génération et de troisième génération (comme W-CDMA, cdma2000).

Il est important de souligner que le rapport entre la puissance du signal d'information et la puissance de l'interférence après désétalement (point 4) est proportionnel au gain de traitement. En effet, c'est grâce au gain de traitement que l'on peut récupérer le signal d'information qui est, jusqu'à l'entrée du récepteur, noyé dans le bruit et les interférences.

2.3.3.1. Principes du DS-CDMA

Dans un système DS-CDMA, le signal d'information est directement modulé par une séquence. En réalité, cette séquence est un code qui possède des propriétés statistiques particulières comme nous allons le montrer ci-après. Dans la figure 2.5 nous décrivons un exemple simple pour expliquer les principes de l'étalement de spectre. Nous supposons que la longueur du code d'étalement est de huit. Comme la figure 2.5 le montre, dans l'émetteur le signal d'information des utilisateurs 1 et 2 est étalé avec un code d'étalement unique pour chaque utilisateur (nous appelons le débit du signal d'information « débit symbole » et le débit de signal étalé « débit *chip* »). En fait, la séquence de données après l'étalement a un débit très supérieur à celui du débit avant l'étalement. Le débit *chip* est équivalent au débit symbole du signal d'information multiplié par la longueur du code d'étalement. Après étalement, les *chips* des utilisateurs 1 et 2 sont additionnées pour générer un signal mixte (multiplexage) et transmis sur le canal radio. Dans le récepteur, le signal est multiplié par le même code d'étalement utilisé dans l'émetteur. Le fait de multiplier le signal reçu par la même séquence permet de ne garder que le signal d'information. Cette procédure de dé-étalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé temporellement avec l'émetteur. Après la multiplication, les signaux sont intégrés sur la durée du symbole pour récupérer le signal d'information.

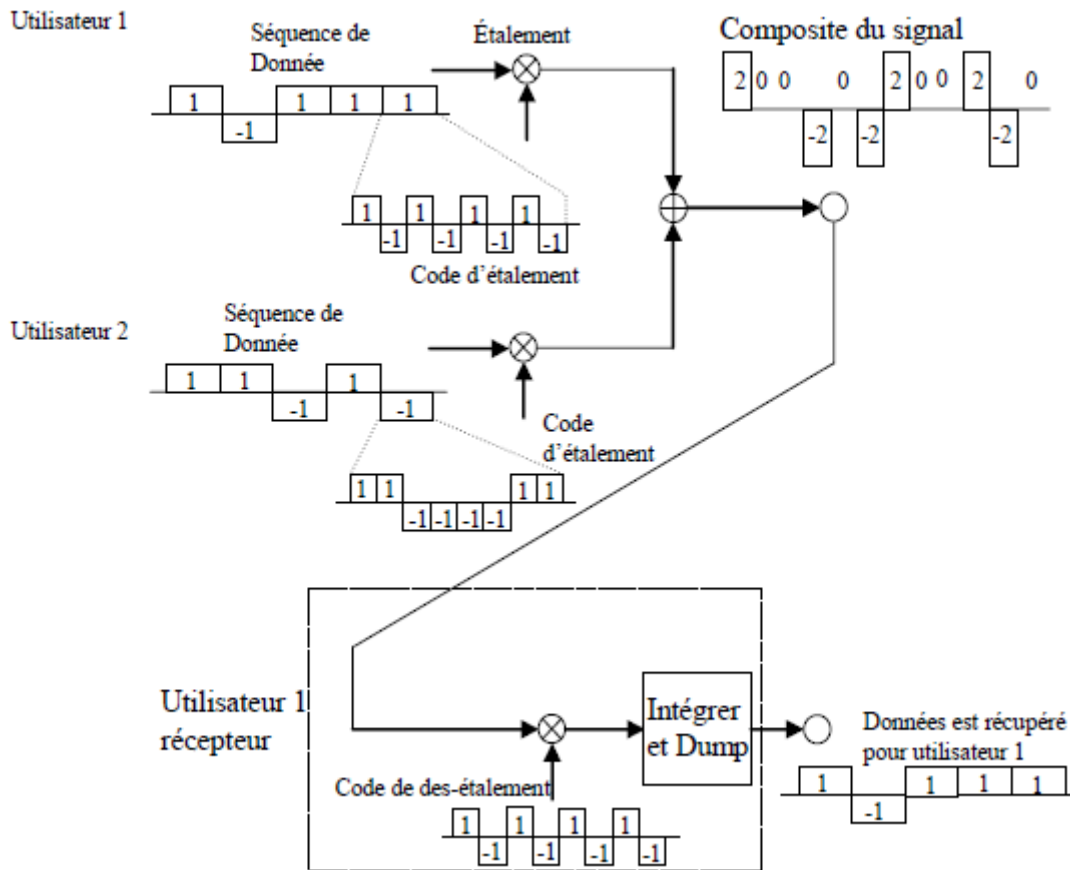


Figure 2.5 : Exemple d'étalement de spectre

Dans notre système DS-SS, si nous utilisons, par exemple, la modulation en phase (BPSK) avec des séquences de codes pseudo-bruit bipolaires prenant des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$ pour l'étalement spectral, chaque utilisateur est indépendant l'un de l'autre. Le signal transmis par le k -ième utilisateur est :

$$S_k(t) = \sqrt{2S} C_k(t) d_k(t) \cos(f_c + \theta_k) \quad (2.5)$$

où « $S=Eb/T$ » est la puissance moyenne, « $d_k(t)$ » est une impulsion rectangulaire de durée « T_s » qui prend des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$. « $C_k(t)$ » est aussi une impulsion rectangulaire de durée « T_c » représentant la séquence de codes qui étale le spectre des données et prenant ses valeurs dans l'ensemble $\{\pm 1\}$. Le terme « f_c » est la porteuse et « θ_k » est le déphasage initial du signal. La relation entre la durée de l'impulsion des données et des *chips* pour l'étalement spectral est « $T=NT_c$ » où

« N » est la période (longueur) de la séquence.

Généralement, nous supposons que « $C_k(t)$ » et « $d_k(t)$ » sont respectivement le code numéro « k » d'un utilisateur et le symbole d'information numéro « k ». Ils sont donnés par les expressions suivantes :

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\Phi_k(i)] \cdot u\left(\frac{t}{T_s} - i\right) \quad (2.6)$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} p_k(i) \cdot u\left(\frac{t}{T_c} - i\right) \quad (2.7)$$

où T_s et T_c sont respectivement la durée de symbole d'information ($B_s = 1/T_s$ s'exprime en symboles par seconde « sps ») et la durée de *Chip* ($B_{spr} = 1/T_c$ s'exprime en *chips* par seconde « cps »). Il est important de souligner que dans un système DS-CDMA, le débit de symbole « B_s » est variable et dépend du service (voix, vidéo, données), alors que le débit *chip* « B_{spr} » est constant. Si l'on note que le débit symbole « $B_s = 1/T_s$ », on définit le facteur d'étalement noté SF (*Spreading Factor*) comme le rapport entre le débit *chip* et le débit symbole.

Dans les deux expressions précédentes, $u(t)$ est la *Step Function* définie par :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{Si } 0 \leq t < 1 \\ 0 & \text{Si Autre} \end{cases} \quad (2.8)$$

Dans l'expression 2.7, « $P_k(i)$ » est une séquence binaire (± 1) du code d'étalement dans laquelle $P_k(i) = 1$, et « $b_k(i)$ » est une séquence du signal d'information codée.

Dans un système de radiocommunication CDMA, le canal de propagation est à trajets multiples, c'est-à-dire que des versions décalées du signal transmis parviennent au récepteur à des intervalles de temps différents. Alors que dans d'autres systèmes de radiocommunication, cette propriété est considérée comme un inconvénient, dans un système fondé sur le CDMA, elle est considérée comme un avantage, car une forme de diversité appelée « diversité de trajets multiples » peut être exploitée. L'objectif est de détecter le plus grand nombre de trajets pour les combiner. Ainsi, le signal final se trouve renforcé avant que ne débute la phase de récupération de l'information, ce qui se traduit par une diminution du taux d'erreur et, par conséquent, par une amélioration des performances. Le nombre de trajets que l'on peut détecter s'accroît proportionnellement avec le débit *chip* et donc avec la largeur de bande occupée par le signal étalé. Ce point sera étudié plus en détail lorsque le principe du récepteur RAKE sera présenté.

Le signal reçu quand le canal est modélisé comme étant un bruit blanc gaussien (AWGN) de moyenne nulle n'est représentée par l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2S_k} \sum_{l=0}^{L_k} \xi_{k,l}(t) c_k(t - \tau_{k,l}) d_k(t - \tau_{k,l}) + w(t) \quad (2.9)$$

Nous supposons que K est le nombre d'utilisateurs pour la voie montante et L_k est le nombre de trajets multiples pour les utilisateurs k ($k = 0, 1, 2, \dots, k-1$). Notons que chaque trajet a un temps de retard différent.

Dans l'expression (2.9), S_k représente la puissance de transmission de l'utilisateur k . $\xi_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ sont respectivement le gain complexe du canal généré par l'évanouissement de Rayleigh et le temps de retard du trajet l pour l'utilisateur k . Le terme $w(t)$ représente la densité spectrale de bruit gaussien AWGN.

Si on prend comme exemple le trajet numéro 0 de l'utilisateur numéro 0. Le signal reçu, « $r(t)$ » sera multiplié par le code d'étalement utilisé en émission pour l'utilisateur 0 (le conjugué du code d'étalement convenablement aligné) pour effectuer la synchronisation. Cette procédure de désétalement n'est possible que si le récepteur est parfaitement synchronisé en temps avec l'émetteur. Pour simplifier, nous supposons la relation suivante :

$$0 \leq \tau_{0,0} \leq \tau_{k,l} (k \neq 0, l \neq 0) \leq T_s \quad (2.10)$$

En prenant en compte uniquement le trajet 0 de l'utilisateur 0, le symbole m dé-étalé sera donné par l'expression suivante, ici comment le signal reçu est multiplié par le code local de l'utilisateur 0 au niveau du récepteur, on a une intégration et une somme sur une durée symbol,

$$z_{0,0}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s + \tau_{0,0}}^{(m+1)T_s + \tau_{0,0}} r(t) c_0^*(t - \tau_{0,0}) dt \quad (2.11)$$

Dans l'expression (2.11), le symbole $*$ représente le conjugué complexe. Le résultat de cette intégration est donné par l'expression :

$$z_{0,0}(t) = A + B + C + D \quad (2.12)$$

Nous pouvons diviser l'expression de la sortie de l'intégration au récepteur en trois parties. A est la séquence du signal d'information qui a été transmise, donnée par l'expression suivante :

$$A = \sqrt{2S_0} \xi_{0,0}(m) b_0(m) \quad (2.13)$$

B est l'interférence entre les trajets multiples du signal d'un utilisateur de canal (*Multi Path Interférence*, MPI), donnée par l'expression suivante :

$$B = \sqrt{\frac{2S_0}{T_s}} \sum_{l=1}^{L_0-1} \left[\xi_{0,l}(m-1)b_0(m-1) \int_{mT_s+\tau_{0,0}}^{mT_s+\tau_{0,l}} c_0(t-\tau_{0,l})c_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right. \\ \left. + \xi_{0,l}(m)b_0(m) \int_{mT_s+\tau_{0,l}}^{(m+1)T_s+\tau_{0,0}} c_0(t-\tau_{0,l})c_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right] \quad (2.14)$$

C est l'interférence produite par l'accès multiple du signal (*Multiple Access Interférence*, MAI). Nous pouvons la définir par l'expression suivante :

$$C = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\frac{2S_k}{T_s}} \sum_{l=0}^{L_k-1} \left[\xi_{k,l}(m-1)b_k(m-1) \int_{mT_s+\tau_{0,0}}^{mT_s+\tau_{k,l}} c_k(t-\tau_{k,l})c_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right. \\ \left. + \xi_{k,l}(m)b_k(m) \int_{mT_s+\tau_{k,l}}^{(m+1)T_s+\tau_{0,0}} c_k(t-\tau_{k,l})c_0^*(t-\tau_{0,0})dt \right] \quad (2.15)$$

Le dernier terme D montre la composante de bruit, que nous pouvons donner par l'expression suivante :

$$D = \frac{1}{T_s} \int_{mT_s+\tau_{0,0}}^{(m+1)T_s+\tau_{0,0}} w(t)c_0^*(t-\tau_{0,0})dt \quad (2.16)$$

Dans un environnement avec évanouissement (où il y a beaucoup de trajets multiples, comme en zone urbaine), il est difficile d'empêcher l'interaction entre les codes d'étalement assignés aux utilisateurs, c'est-à-dire qu'il est difficile de réaliser l'orthogonalité parfaite surtout dans la voie montante. Donc, comme le montre l'expression (2.12) le désétalement est affecté par l'interférence entre les trajets d'un utilisateur (B) et l'interférence entre les utilisateurs (C).

En fait, si le nombre d'utilisateurs communiquant en même temps sur la même bande de fréquence augmente, la puissance de l'interférence augmente. La puissance de l'interférence est déterminée par le rapport « signal sur interférence » (SIR, *Signal-to-Interference Power Ratio*) ou par le taux d'erreur dans un bloc (BLE, *Block Error rate*), ce qui signifie que le nombre d'utilisateurs qui peuvent communiquer dans un système de communication dépend de SIR et de BLE.

2.3.6. Propriétés du CDMA

Les systèmes CDMA incluent un certain nombre de dispositifs qui ne sont pas forcément présents dans les autres systèmes de communication. Ces propriétés sont très importantes à connaître parce qu'elles permettent de différencier les systèmes. Elles jouent aussi un rôle important pour augmenter la capacité du

système, améliorer la qualité de service et développer la performance du système du point de vue du débit/surface.

2.3.6.1. Contrôle de puissance

L'utilisation du contrôle de puissance dans tout système cellulaire basé sur le CDMA est un point faible du point de vue de la performance générale du système, parce qu'il a un rôle essentiel dans les performances du réseau en termes de couverture, de capacité et de qualité de service. En effet, l'intérêt du contrôle de puissance sera plus facilement apprécié lorsque l'effet dit « proche-lointain » sera décrit. Étant donné que tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences, chacun d'entre eux est considéré comme un brouilleur en puissance, c'est-à-dire qu'un problème d'interférence d'accès multiple pourra être considéré si les signaux étalés ne sont pas orthogonaux.

En pratique, pour un système CDMA sans contrôle de puissance, la puissance du signal de l'utilisateur le plus proche de la station de base serait plus important que celle de l'utilisateur le plus éloigné. Cette situation a pour effet que le signal de l'utilisateur le plus proche masque le signal de l'utilisateur le plus loin vis-à-vis de la station de base (le problème d'effet proche-lointain est inexistant dans la voie descendante).

A titre de connaissance, deux types de contrôles de puissance sont utilisés dans les systèmes basés sur le CDMA : le contrôle de puissance en boucle ouverte ou en boucle fermée. Ce dernier ne fait pas partie de notre travail.

2.3.6.2. Récepteur multi trajets (RAKE)

La deuxième propriété des systèmes CDMA est le traitement des trajets multiples. Ce traitement des différents trajets du signal va servir à augmenter la capacité de système ainsi qu'à améliorer sa performance. En fait, la propagation des ondes radio dans un canal est caractérisée par de multiples réflexions et atténuations du signal. Ces phénomènes sont dus aux obstacles naturels, tels que les immeubles et les montagnes qui provoquent une propagation caractérisée par des trajets multiples.

Le signal peut mettre plus ou moins de temps pour arriver au récepteur en fonction du parcours qu'il emprunte. Ainsi, la même information peut être reçue plusieurs fois par le récepteur avec une puissance plus ou moins importante. Si

le retard est plus long que la durée d'un certain nombre de *chip* de trois ou quatre fois le *chip* pas plus, le récepteur considère habituellement l'information reflétée comme un bruit indésirable.

Du point de vue de chacun des signaux du trajet multiple, les autres signaux ou les autres trajets peuvent être considérés comme des interférences. Ces trajets multiples vont donc conduire en général à diminuer le gain de traitement. Mais, cette propriété peut être exploitée en recevant les signaux des trajets multiples séparément et en les combinant de façon cohérente par l'emploi d'un récepteur en râteau (*RAKE*) [LEE98]. Le principe à la base d'un récepteur *RAKE* est le suivant : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal désétalé. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles (pour le dé-étalement) appelés « doigts » (*RAKE fingers*). Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet), et que chaque trajet a un retard différent, le code d'étalement (dans l'opération de désétalement) doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

Ainsi, le bloc qui permet de suivre et de détecter les retards de chaque trajet (*Path Searcher*) est très important pour la fonctionnalité du récepteur *RAKE* [LEE98].

2.3.6.3. Handover

Le *handover* présente une très importante influence sur la réception dans la station mobile. En général, pendant la procédure de *handover*, le mobile doit interrompre la communication avec une station de base avant d'en établir une autre avec une station de base différente. Dans ce cas-là, il aura besoin de connaître le code de la nouvelle station de base. Au contraire, pour la fréquence, et parce que dans un système CDMA les cellules voisines utilisent la même fréquence porteuse, le mobile peut conserver une liaison radio avec plusieurs stations de base simultanément, puisqu'il n'y a pas de rupture physique de la communication. Cela signifie que le *soft-handover* n'existe pas dans les systèmes CDMA.

En effet, deux types de *handover* sont définis dans le cadre du CDMA : le *soft-handover* et le *softer-handover*. Par définition, un *soft-handover* comprend une phase où le mobile est connecté à deux stations de base simultanément ou plus ; cette phase est appelée « macro diversité ». Le « *soft-handover* » se manifeste différemment suivant que l'on considère la voie descendante ou montante. Dans

la voie descendante, lorsqu'une procédure de *soft-handover* a lieu et que le mobile entre en état de « macro diversité ». Cela peut être considéré comme une forme de diversité spatiale, puisque chaque station de base transmet le même signal en utilisant un code différent. Le récepteur du terminal mobile reçoit le signal transmis par chaque station de base et les trajets multiples qui l'accompagnent, et les combine suivant le principe du RAKE. Pour ce faire, le générateur de codes du récepteur RAKE doit générer les codes correspondant à chaque station de base. Le mécanisme de *soft-handover* de la voie montante a lieu lorsqu'un mobile est simultanément en communication avec deux stations de base. Chaque station de base traite indépendamment le signal reçu et récupère l'information binaire, qui est ensuite envoyée au contrôleur des stations de base (*Base Station Controller, BSC*) qui va sélectionner l'information présentant la meilleure qualité.

Le *softer-handover* est une autre forme de « macro diversité » qui est obtenue lorsque le mobile établit une communication avec une station de base dans un secteur et, en se déplaçant, passe à un autre secteur, sachant que tous les deux sont gérés par la même station de base. Dans ce type de *handover*, le mobile peut établir une communication simultanément avec deux secteurs gérés par la même station de base lorsqu'il se trouve dans la surface où les deux secteurs se chevauchent. Dans la voie descendante, le mobile combine les signaux provenant des deux secteurs (transmis sur deux canaux distincts par la même station de base) à l'aide d'un récepteur RAKE, tout comme dans le cas du *soft-handover*. En revanche dans la voie montante, le signal sera combiné directement dans la station de base à l'aide, par exemple, d'un récepteur RAKE.

L'avantage du *handover* dans le CDMA est qu'il augmente la capacité de la cellule parce que, dans la voie descendante, le mobile peut combiner de manière cohérente les signaux provenant de différentes stations de base. De même, dans la voie montante, les mêmes signaux reçus par deux stations de base peuvent être combinés dans la BSC. Un autre avantage du *handover* est qu'il réduit l'interférence causée par la station mobile dans les autres cellules.

Chapitre3

Conception de système CDMA

Introduction

Dans ce chapitre, nous commençant par une étude de la conception de système CDMA, puis nous passerons aux techniques de combinaisons de diversité pour combattre l'effet évanouissement, afin de retrouver ou de démoduler nos données transmises dans le but d'avoir un meilleur BER.

3.1 Conception de système CDMA

En utilisant le modèle de base CDMA comme on le voit ci-dessous dans la figure 3.1, nous allons maintenant construire le projet de DS-CDMA, architecture basée sur l'orthogonalité des codes.

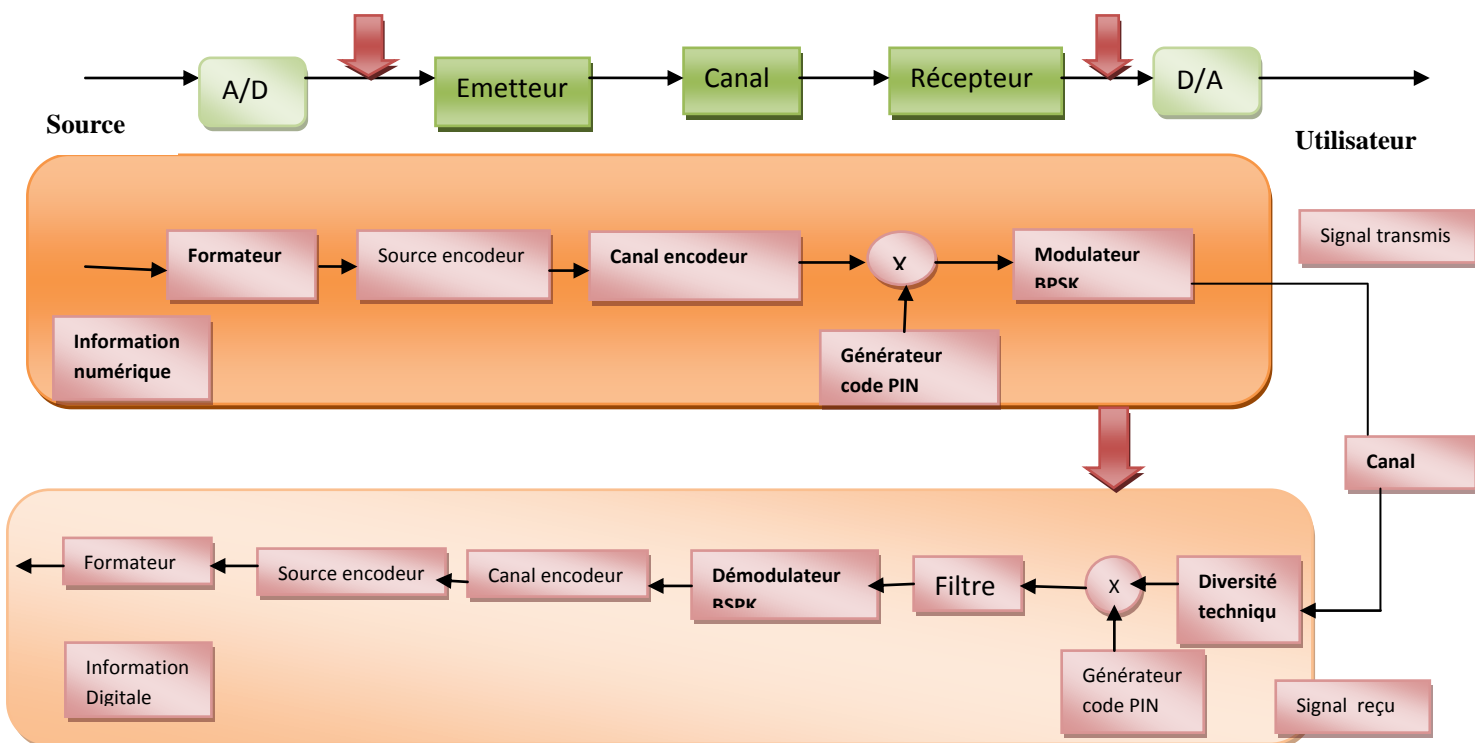


Figure3.1: Modèle de base CDMA.

La source d'abord génère des flux de données à transmettre. Au niveau de l'émetteur, Ce flux de données généré est ensuite soumis au processus d'étalement de spectre dans lequel des séquences de données sont multipliés par les différents codes d'étalement des différents utilisateurs, pour former le signal modulé à spectre étalé pour être transmis.

Le signal transmis dans le canal est soumis à évanouissement de Rayleigh qui résultera comme conséquence l'aspect aléatoire du signal reçu et les interférences entre symboles (ISI) qui dégrade le signal reçu et provoquant ainsi des données déformées. Les effets de dégradation du signal reçu peuvent être atténués en utilisant des techniques de diversité à l'extrémité de récepteur du système. Dans ce cas, plusieurs techniques de diversité seraient utilisées pour atténuer les effets d'effacement ou d'atténuation. Le signal reçu subit ensuite le processus de désétalement par lequel il soit de nouveau multiplié par les mêmes codes d'étalement pour former le signal démodulé par le spectre de désétalement. Le train de données original est ensuite extrait et émis à l'utilisateur de destination.

3.2 Modélisation du canal de transmission

Comme dans le chapitre 2, l'atténuation et l'évanouissement résultant dans les problèmes liés à la propagation du signal sans fil dans le canal ainsi ces deux dégradations de transmission seront les limitations qui influent sur les performances CDMA.

Au cours de la modélisation du canal sans fil du système CDMA, nous devons :

- Analyser la perte de puissance du récepteur (atténuation) pour différentes valeurs de paramètre de perte de trajet.
- Comprendre les différents modèles proposés pour l'évanouissement des canaux sans fil.

3.2.1 Atténuation

Dans la transmission de données la puissance du signal reçu est inversement proportionnelle à la distance entre l'émetteur et le récepteur. La perte de trajet est un paramètre qui est utilisé pour décrire l'environnement de transmission différente. La perte de puissance du signal reçu suit l'exposant de perte du paramètre.

En utilisant le logiciel MATLAB, nous allons démontrer par simulation, la perte de trajet en fonction des distances allant de 2 km à 40 km toute l'analyse de la perte de puissance du signal reçu.

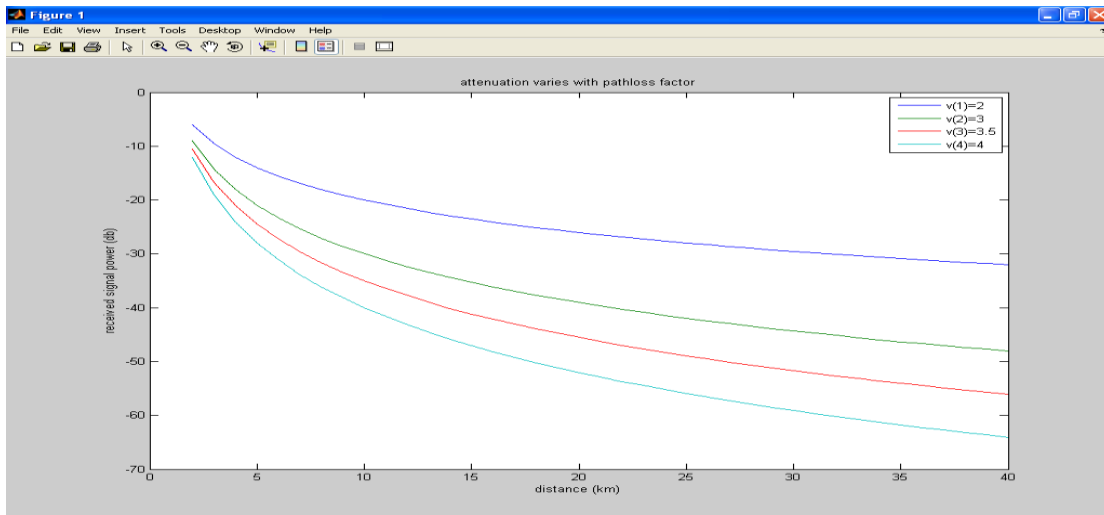
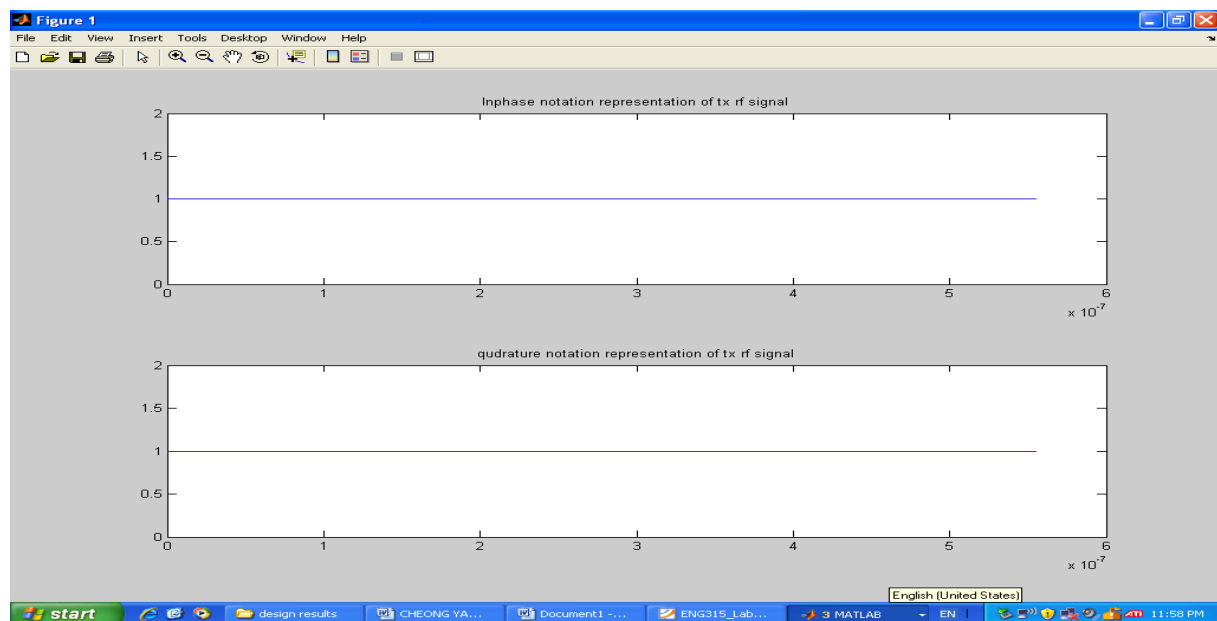


Figure 3.1.1a: Atténuation varie en fonction de la perte de trajectoire.

3.2.2 Evanouissement

Un signal est transmis en utilisant une fréquence porteuse de 900 MHz, à travers un canal à trajets multiples, qui peut être modélisé comme évanouissement de Rayleigh. Le signal est soumis à plusieurs trajets multiples afin de générer le signal de Rayleigh fanée. En plus nous allons simuler une communication mobile en mouvement, l'introduction du décalage Doppler de 10Hz.

Dans la figure3.1.1b, la simulation montre le signal qui est transmis, lorsqu'il est soumis à trajets multiples, le signal perd sa forme déterministe comme on le voit dans la figure 3.1.1c. Enfin, dans la figure3.1.1d, l'enveloppe du signal reçu lorsqu'il est soumis à évanouissement de Rayleigh.



3.1.1b: Signal transmis.

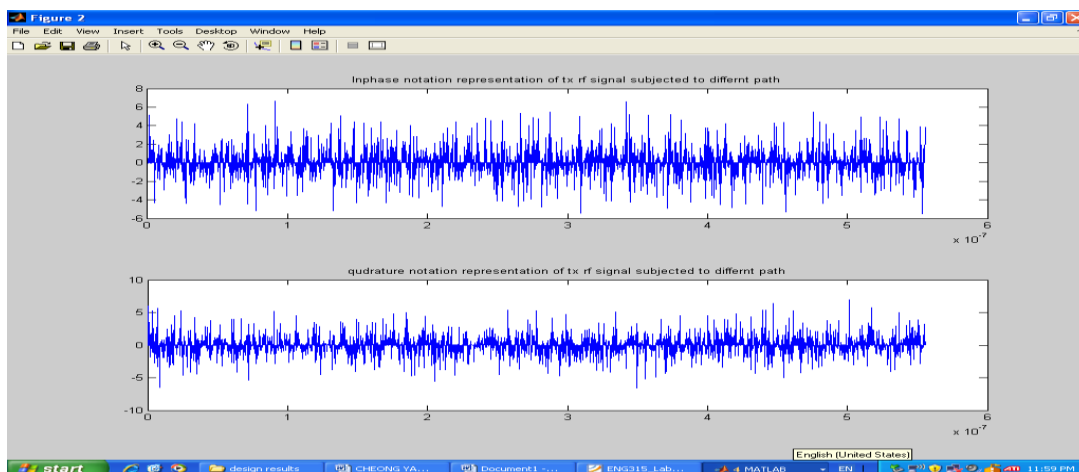


Figure 3.1.1c. Signal à trajets multiples et à décalage Doppler.

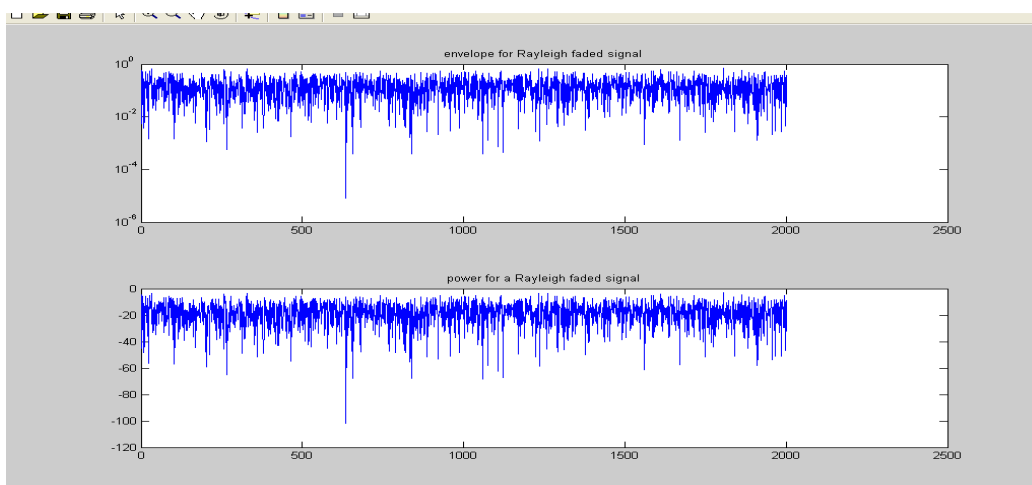


Figure 3.1.1d: Enveloppe du signal reçu soumis à évanouissement de Rayleigh.

La simulation ci-dessus montre que la fluctuation aléatoire dans la puissance du signal reçu est due à la décoloration. Effets de décalage Doppler trajets multiples et contribuent à la décoloration à court terme qui peut être décrite par le modèle de Rayleigh fading statistique. Nous pouvons également identifier le canal sans fil comme canal à évanouissement plat. Dans l'étape ultérieure de la conception CDMA, nous supposons que le système de communication est stationnaire, ainsi aucun effet Doppler et le signal de propagation sera soumis à un canal de Rayleigh fading plat.

3.3 Conception du transmetteur

Dans cette section, nous avons décrit comment les bits de données sont générés et codés pour un signal en utilisant une modulation BPSK. Le signal modulé est ensuite soumis à un canal AWGN.

3.3.1 Transmission du signal modulé BPSK à travers un canal bruité

Comme on le voit dans la figure 3.2.1a, où les bits de données d'information [1, 1, -1, -1, 1, -1, 1] sont générés et modulés sur le signal de porteuse avec une fréquence de 10 KHz. Le signal modulé transmis est soumis à un canal AWGN par adjonction de la variance du bruit de 0,05. Au niveau du récepteur, le signal est à nouveau démodulé et filtré pour récupérer le signal d'origine. On voit que, comme les augmentations de la variance du bruit, le signal se traduira par plus de distorsion.

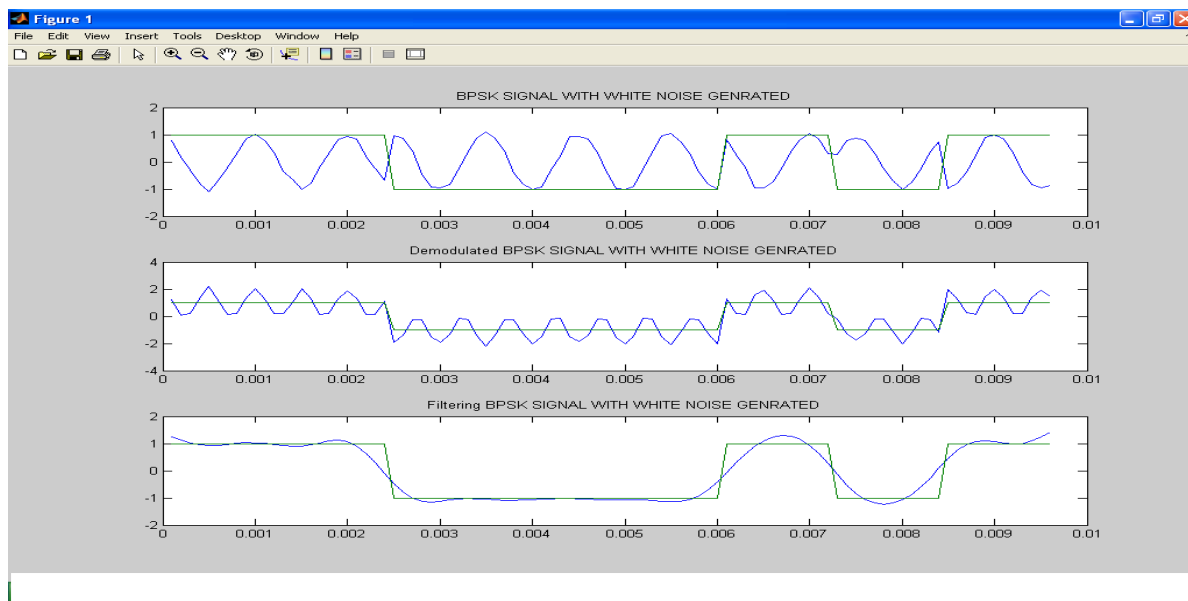


Figure 3.2.1a: signal modulé BPSK soumis à un bruit AWGN

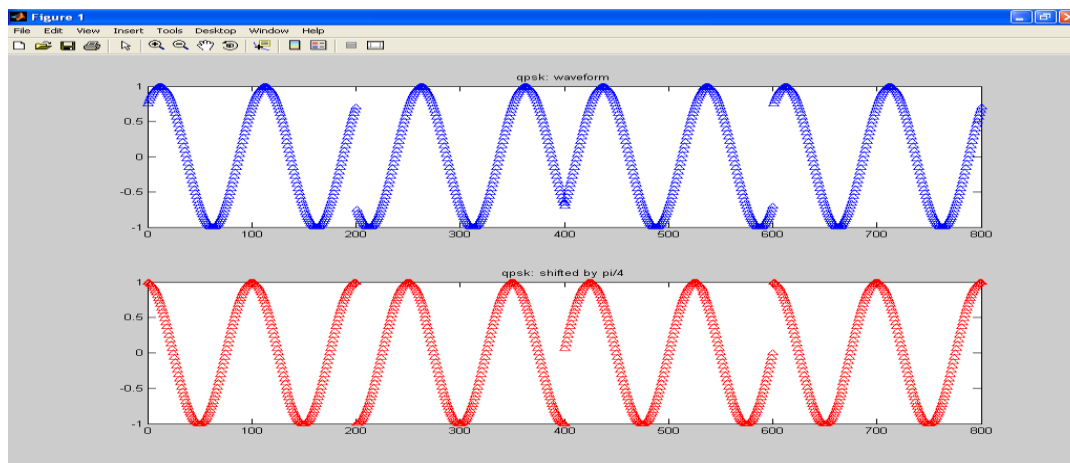


Figure 3.2.1b: signal modulé QPSK soumis à un bruit AWGN

Nous avons également inclus la simulation d'une modulation QPSK comme on le voit dans la figure 3.2.1b. Le taux d'erreur binaire (BER) de la BPSK et QPSK sont les mêmes et en raison du fait que les deux sont de type bande de base,

la modulation BPSK et est beaucoup plus simple à mettre en œuvre ainsi le schéma de modulation BPSK est employé.

3.3.2 Conception du générateur de code PN

Dans le système CDMA, chaque utilisateur est attribuer un code unique PN appeler le code d'étalement. Ces codes d'étalement sont essentiellement des impulsions étroites qui présentent d'auto-corrélation, des propriétés de corrélation croisée et presque orthogonale à l'autre. Étalement dans le système de spectre par séquence directe se fait par diffusion de bruit pseudo-aléatoire (PN) qui présente des propriétés de séquences orthogonales. Dans la partie intégration de la conception CDMA, nous avons introduit d'autres types de code d'étalement à savoir M-séquences.

2.3.3 Code de propagation

Nous allons passer à la dernière partie de conception de l'émetteur qui se répand processus utilisé dans le système CDMA. Cette section est en fait un résumé de la conception de l'émetteur

- la génération de l'information des données [1, -1, 1, -1]
- générateur de code PN introduction d'une des séquences PN pour l'étalement.
- étalement, pour produire le signal à spectre étalé.
- modulation BPSK pour moduler le signal étalé du spectre de transmission.

Les figures 3.2.3a et 3.2.3b montrent essentiellement la transmission de données en utilisant la technologie CDMA. Essentiellement l'information de données est générée à une vitesse à 1kbps. Ces données sont soumises à un processus d'étalement par CDMA avec traitement du gain. Le signal est ensuite modulé BPSK pour la transmission.

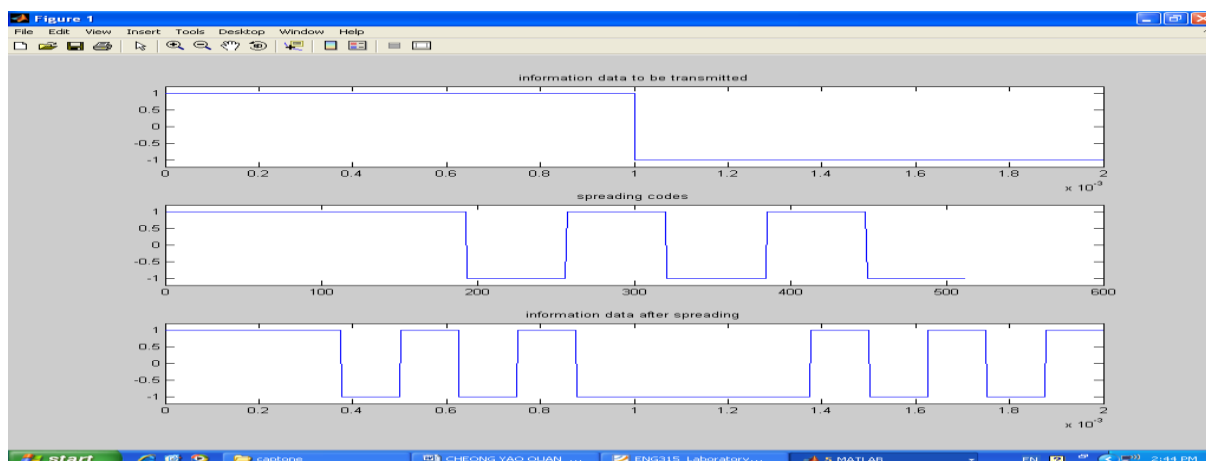


Figure 3.2.3a: processus de diffusion des données.

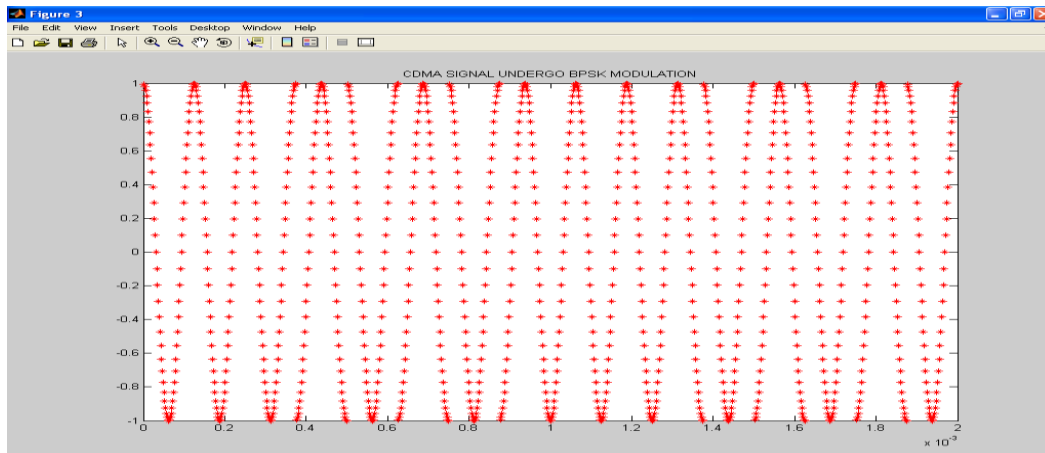


Figure 3.2.3b: BPSK modulé signal CDMA

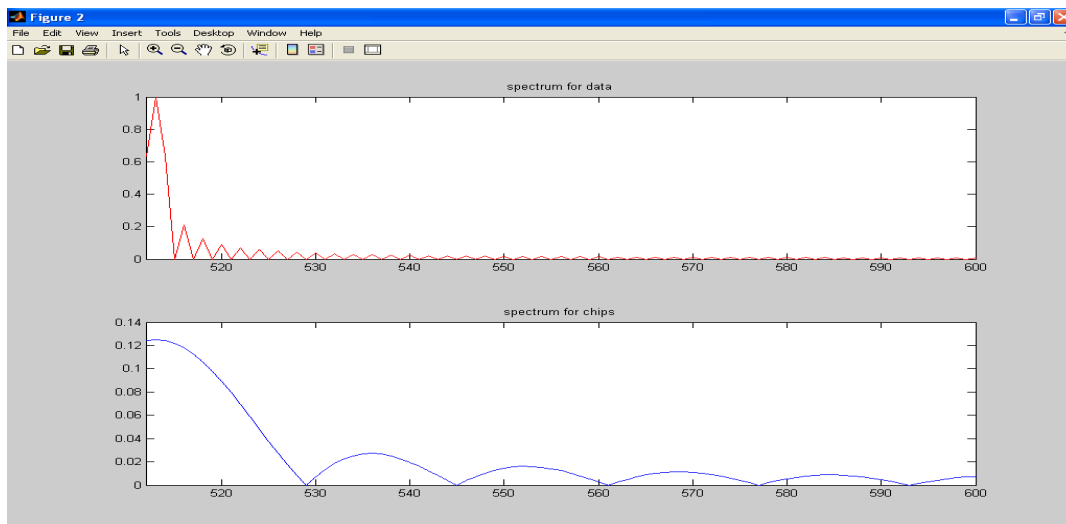


Figure 3.2.3c: fréquence propagation du signal de données

3.4 Conception du récepteur

Dans la conception du récepteur du système CDMA, la génération des codes d'étalement et de désétalement du processus, peut être fait en utilisant la fonction de MATLAB. D'abord nous allons générer quelques bits de données qui seront soumis à une modulation BPSK comme on le voit dans la figure 3.3.

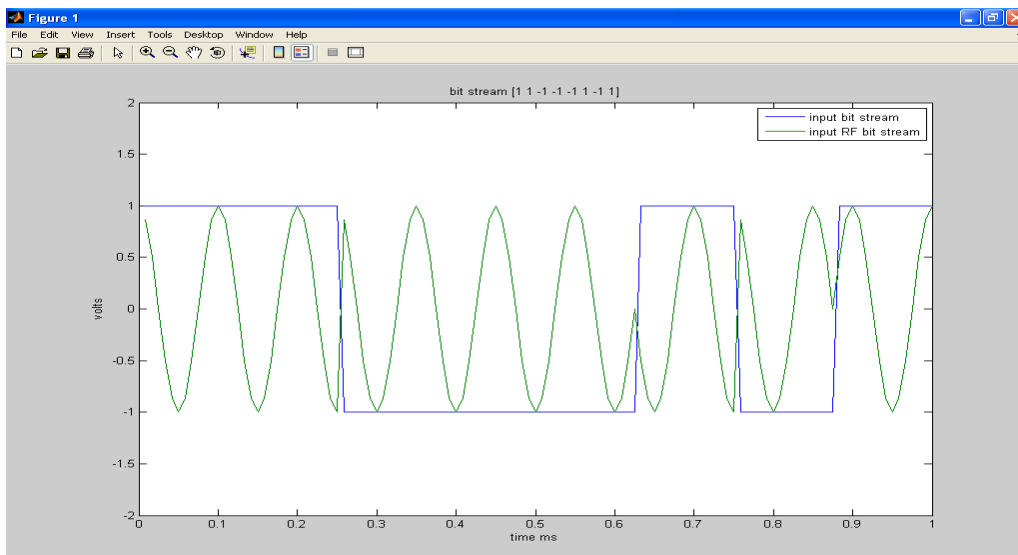


Figure 3.3.1a: signal transmis BPSK

Par la suite on applique un évanouissement (fading) de Rayleigh au signal modulé, dans lequel les signaux sont atténués comme on le voit dans la figure 3.3.1b.

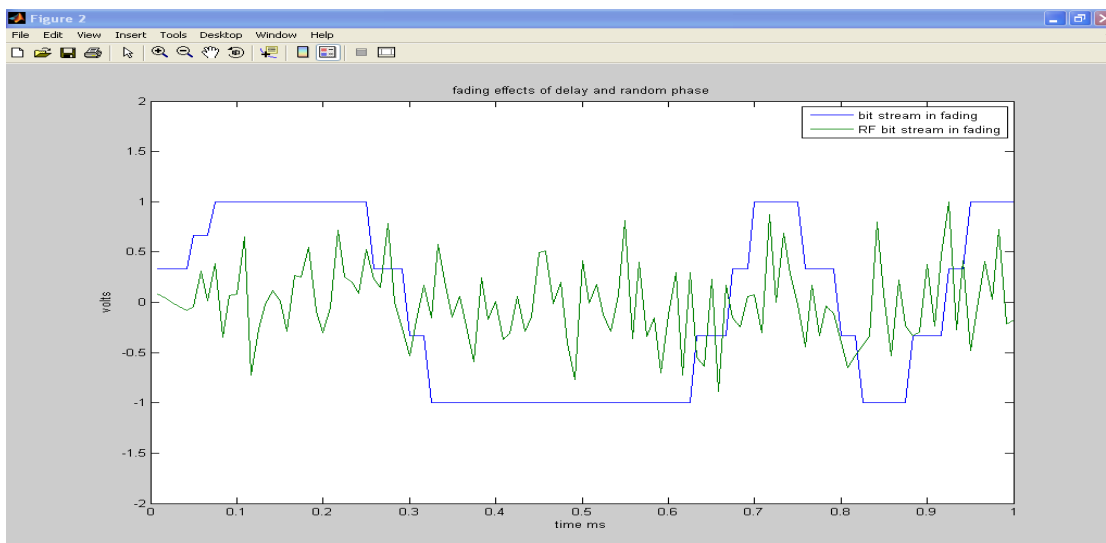


Figure 3.3.1b: signal émis soumis à effets de fondu.

Enfin, comme le montre la figure 3.3.1c, la technique de la diversité est utilisée pour réduire les effets d'évanouissement. Le signal combiné est ensuite démodulé pour récupérer les données d'origine. Le flux de données avec et sans évanouissement est représenté, on constate alors qu'il y a une amélioration des performances lorsque les techniques de diversité de combinaisons sont employées.

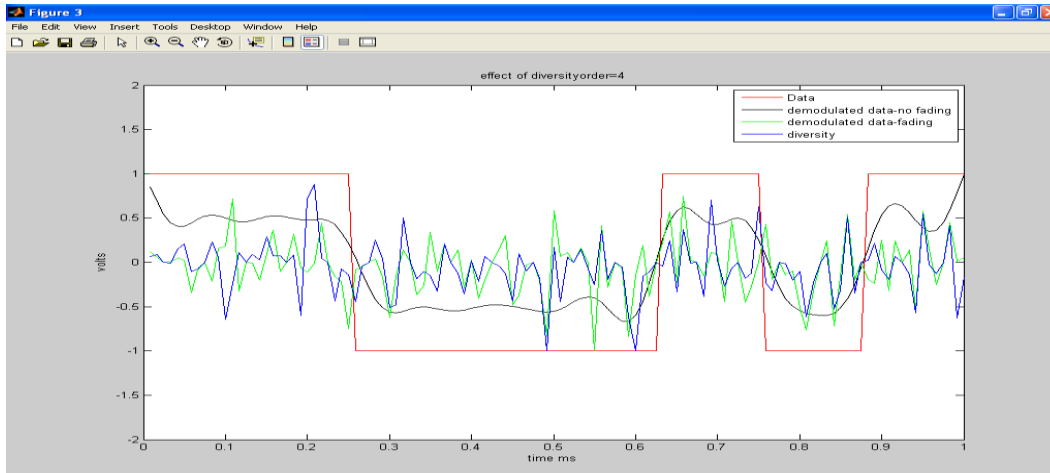


Figure 3.3.2c: Comparaison des données transmises

Le travail de simulation effectué en ce qui concerne la conception du projet d'estimation du BER à base du système CDMA. En général, il est clair que dans un algorithme de l'œuvre d'un système de communication mobile est de :

- Après formation du signal au niveau de l'émetteur, on a la formation de multi trajets. Ces derniers sont sujets à des atténués et à un bruit AWGN.

- Au niveau du récepteur, les techniques de combinaison de diversité pour combiner les multi trajets, sont alors appliquées afin de combattre l'effet d'évanouissement.

- Les signaux combinés sont démodulé pour récupérer les données d'origine.
- Performances du système sont l'analyse du rapport signal sur bruit(SNR) et le taux d'erreur binaire(BER).

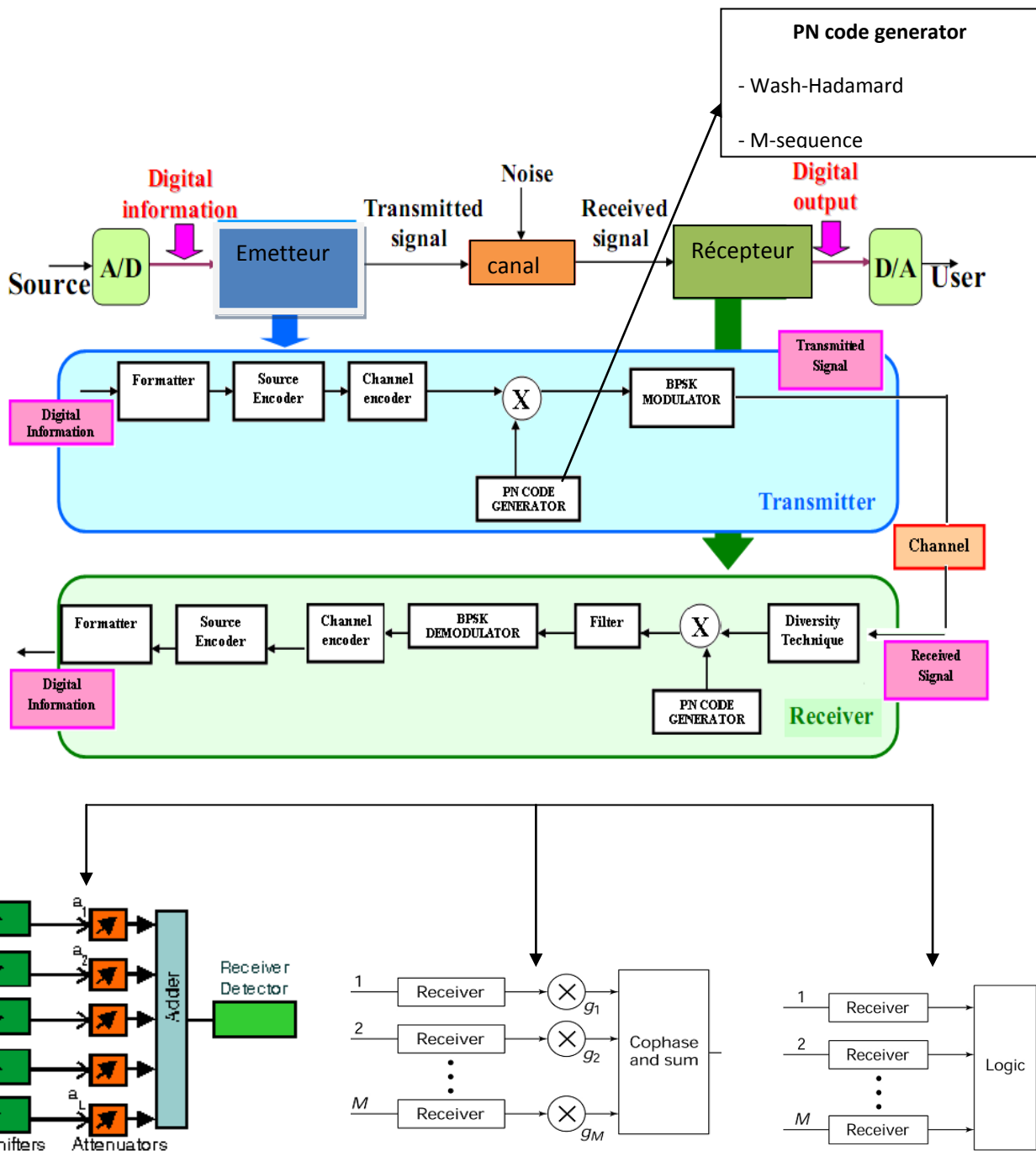


Figure 3.4 modèle de base du CDMA, émission et réception.

3.5 Méthodes de combinaison de diversité

L'idée de base de la diversité, est d'avoir plusieurs échantillons supposés indépendants afin d'avoir une variance d'erreur minimale, chacun de ces échantillons est reçu par une antenne, sachant qu'on reçoit plusieurs copies du même signal et en les combinant il est possible alors de compenser l'effet

d'évanouissement. La distance entre les antennes doit être supérieure à la moitié de la longueur d'onde des antennes utilisées.

Nous présentons dans la suite le calcul de la variance de l'erreur pour deux échantillons, car pour un échantillon, on n'a pas de diversité.

- Les échantillons doivent être incorrélés pour minimiser la variance de l'erreur
 - m : signal reel
 - X : variable de décision $e = m - X$
 - Variance de l'erreur peut être minimisée quand les échantillons sont indépendants.

Soit la variance de l'erreur pour le cas de deux échantillons

$$\begin{aligned}
 E[e] &= E\left[\mu - \frac{x_1 + x_2}{2}\right] = E[\mu] - E\left[\frac{x_1 + x_2}{2}\right] = 0 \\
 \text{Var}(e) &= E[e^2] - (E[e])^2 \\
 &= E[e^2] \\
 &= E\left[\left(\mu - \frac{x_1 + x_2}{2}\right)^2\right] \\
 &= \mu^2 - 2\mu^2 + E\left[\left(\frac{x_1 + x_2}{2}\right)^2\right] \\
 &= -\mu^2 + \frac{1}{4}E[x_1^2] + \frac{1}{4}E[x_2^2] + \frac{1}{2}E[x_1x_2] \\
 &= -\frac{1}{2}\mu^2 + \frac{1}{4}(E[x_1^2] - \mu^2) + \frac{1}{4}(E[x_2^2] - \mu^2) + \frac{1}{2}E[x_1x_2] \\
 &= -\frac{1}{2}\mu^2 + \frac{1}{4}\sigma^2 + \frac{1}{4}\sigma^2 + \frac{1}{2}E[x_1x_2] \\
 &= \frac{\sigma^2 - \mu^2}{2} + \frac{1}{2}E[x_1x_2]
 \end{aligned}$$

(3.1-3.2)

$$\begin{aligned}
 E[x_1x_2] &= \rho\sigma^2 + \mu^2 \\
 \text{Var}(e) &= \frac{(1 + \rho)\sigma^2}{2}
 \end{aligned}$$

$$(3.3-3.4)$$

ρ tend vers zéro quand x_1 et x_2 sont indépendants.

- Quand les échantillons sont indépendants la variance de l'erreur est réduite à moitié
- Echantillons Indépendants, résulte en une meilleure estimation du signal réel
- Généralement $\rho \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ est requis

3.5.1 Diversité par sélection(SC)

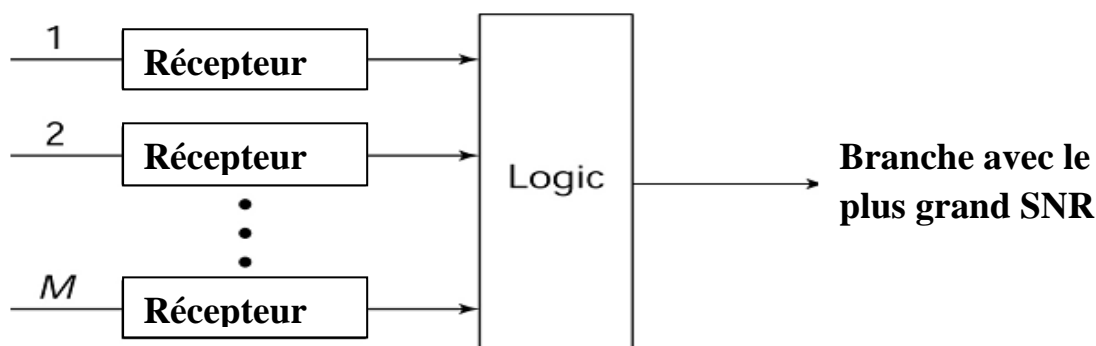


Figure 3.4.1a processeur du signal pour SC

Comme on le voit dans la figure 3.4.1a, la diversité par sélection est la forme la plus simple des techniques de diversité de combinaison. Le concept de cette technique est d'identifier la branche ayant le plus haut rapport signal sur bruit (SNR) pour être le signal primaire reçu. Il est difficile de mesurer le SNR, il est alors calculé,

$$\gamma = \frac{\text{puissance instantann ée. du signal}}{\text{densité spectrale moyenne du bruit}}$$

On considère toutes les branches M des composantes indépendantes de distribution Rayleigh, de puissance moyenne σ^2 et de densité spectrale de bruit N. Soit le SNR d'une branche donnée,

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N}$$

$$\Gamma_i \equiv \mathbf{E}[\gamma_i] = \frac{\sigma^2}{N}$$

(3.5-3.6)

Nous considérons M composantes à évanouissement Rayleigh fading, le rapport signal à bruit est exponentiellement distribué. Ainsi, si le SNR moyen de n'importe quelle branche de diversité est γ_i , la fonction densité de n'importe quelle composante M est exprimée par,

$$\begin{aligned}
 p(r_i) &= \frac{r_i}{\sigma^2} e^{-r_i^2/(2\sigma^2)}, \quad r_i \geq 0 \\
 P(r_i \leq a) &= \int_0^a \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} dr = 1 - e^{-a^2/2\sigma^2} \\
 \frac{\sigma^2}{N} = \Gamma &\Rightarrow N = \frac{\sigma^2}{\Gamma}, \gamma_i = \frac{r_i^2}{2N} \\
 p(\gamma_i \leq \gamma) &= p\left(\frac{r_i^2}{2N} \leq \gamma\right) = p\left(r_i \leq \sqrt{2N\gamma}\right) = p\left(r_i \leq \sqrt{\frac{2\sigma^2\gamma}{\Gamma}}\right) = 1 - e^{-\gamma/\Gamma}
 \end{aligned}$$

(3.7-3.10)

La probabilité que le SNR dans toutes les branches de la diversité serait inférieure à la valeur spécifique est donnée par l'équation ci-dessus

Tous les composantes M ou branches sont indépendantes et donc la probabilité que chacune d'elles ayant un SNR inférieur au seuil γ . Ainsi, la probabilité d'au moins une branche de parvenir à un meilleur SNR que γ serait désormais,

$$\gamma_{\max} = \max_{1, \dots, M} \gamma_i$$

(3.11)

$$\begin{aligned}
 P_{\max}(\gamma) &= \text{prob}(\gamma_{\max} \leq \gamma) \longrightarrow P_{\max}(\gamma) \\
 &= \text{prob}(\gamma_1 \leq \gamma, \gamma_2 \leq \gamma, \dots, \gamma_M \leq \gamma) \\
 &= \text{prob}(\gamma_1 \leq \gamma) \text{prob}(\gamma_2 \leq \gamma) \dots \text{prob}(\gamma_M \leq \gamma) \\
 &= (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M
 \end{aligned}$$

(3.12)

$$p_{\max}(\gamma) = \frac{dP_{\max}}{d\gamma} = \frac{M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (3.13)$$

Dans la suite le calcul est évalué pour déterminer le SNR moyen,

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\gamma_{\max}] &= \int_0^{\infty} \gamma p_{\max} d\gamma = \int_0^{\infty} \frac{\gamma M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} d\gamma \\ \mathbf{E}[\gamma_{\max}] &= M\Gamma \int_0^1 (-\ln(1-y)) y^{M-1} dy \\ &= M\Gamma \int_0^1 y^{M-1} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{y^i}{i} dy = M\Gamma \int_0^1 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{y^{M-1+i}}{i} dy = M\Gamma \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{(M+i)i} \\ &= \Gamma \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{1}{i} - \frac{1}{M+i} \right] = \Gamma \left(1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{M} \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Le signal à bruit moyen de la sortie du combineur de sélection sera d'autant plus grand que le nombre de branche ou l'ordre de diversité M est plus grand. L'amélioration de rapport signal sur bruit obtenu par sélection de combinaison est alors,

$$\left(1 + \frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{M} \right) \quad (3.15)$$

Au début du processus de combinaison, la branche avec le signal le plus fort est choisie. La branche particulière est utilisée jusqu'à ce que le SNR de cette branche passe en dessous de la valeur de seuil, ainsi qu'une nouvelle sélection doit être effectuée à nouveau et le processus est continué.

3.5.2 Combinaison à rapport maximal (MRC)

Dans ce cas de combinaison, toutes les branches sont multipliées par un poids selon leur rapport de courant à bruit

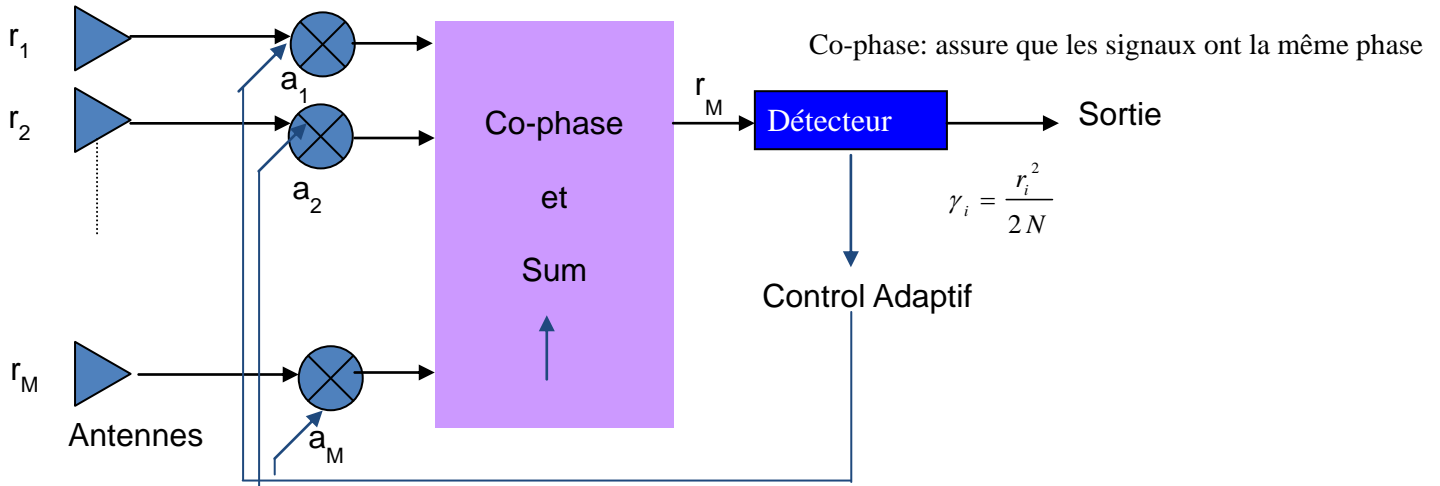


figure 3.4.1b: processeur du Signal pour MRC

Le signal résultant

$$r_i = s_i + n_i$$

$$r_M \equiv \sum_{i=1}^M a_i r_i, \quad n_M \equiv \sum_{i=1}^M a_i n_i \quad (3.16-3.18)$$

- Les poids ou les gains sont désignés pour donner un SNR maximum
 - r_M est le signal enveloppe résultant
 - n_i représente le bruit instantané de la branche i
 - n_M est le bruit résultant

$$n_M = \sum_{i=1}^M a_i n_i$$

$$\mathbf{E}[n_M] = 0$$

$$\mathbf{E}[n_M^2] = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^M a_i a_j \mathbf{E}[n_i n_j] = \sum_{i=1}^M a_i^2 \mathbf{E}[n_i^2] = \sum_{i=1}^M a_i^2 N_i$$

(3.19-3.20)

$$\gamma_{MR} = \max_{a_i} \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M a_i^2 N_i} \quad (3.21)$$

En utilisant l'inégalité de Schwartz

$$\left(\sum_{i=1}^M c_i d_i \right)^2 \leq \sum_{i=1}^M c_i^2 \sum_{i=1}^M d_i^2 \quad (3.22)$$

On définit : $c_i = a_i \sqrt{N_i}$ $d_i = r_i / \sqrt{N_i}$ (3.23- 3.24)

$$\gamma_{MR} = \max_{a_i} \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M a_i^2 N_i} \leq \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i^2 N_i \right) \left(\sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i \right)}{2 \sum_{i=1}^M a_i^2 N_i} \leq \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i \right) \quad (3.25)$$

on prend $a_i = \frac{r_i}{N_i}$

$$\gamma_{MR} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M a_i r_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M a_i^2 N_i} = \frac{\left(\sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i \quad (3.26)$$

- Γ_i est le SNR de la i^{ieme} branche de diversité.

$$\Gamma_i = \frac{r_i^2}{2N_o} \quad (3.27)$$

- Sous l'hypothèse d'évanouissement de Rayleigh,

$$\mathbf{E}[\gamma_{MR}] = \mathbf{E}\left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^M r_i^2 / N_i\right] = \sum_{i=1}^M \Gamma_i \quad (3.28)$$

- Si toutes les branches ont une puissance égale, alors on peut choisir $a_i \propto r_i$,

$$\mathbf{E}[\gamma_{MR}] = M\Gamma$$

$$p(\gamma_{MR} = \gamma) = \frac{\gamma^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma}}{\Gamma^M (M-1)!} \quad (3.29 \text{ } 3.30)$$

Cette technique MRC à l'avantage de combiner toutes les branches, connues sous le nom de combinaison à rapport maximal par rapport à la diversité par sélection. Ainsi, dans la technique MRC :

- Les signaux de chaque canal sont additionnés.
 - Le gain de chaque canal est proportionnelle à la valeur efficace de niveau de signal et inversement proportionnelle au niveau de bruit quadratique moyenne dans ce canal.
 - Proportionnalité des constantes différentes sont utilisées pour chaque canal. Il est également connu sous le nom de combinaison par ratio-carré et de combinaison à pré-détection. La combinaison basée sur le MRC, représente le combineur optimal pour les canaux AWGN indépendants.
 - Crée un nouveau signal qui est la combinaison linéaire de tous les signaux multiples avec une pondération appropriée.
 - les signaux reçus sont pondérés par rapport à leur SNR et ensuite additionnés.
- Le SNR obtenu donne le $\sum_{k=1}^N \text{SNR}_k$ où on suppose k est l'indice du kieme signal reçu.

Rapport signal sur bruit (SNR) de la combinaison à rapport maximal serait lequel la puissance de bruit totale est obtenue en supposant tous les composantes de bruit dans le canal sont identiques et indépendantes

Étant donné que toutes les branches de diversité sont indépendamment distribuées, le rapport signal sur bruit du combineur à rapport maximal est égal à la somme du rapport signal sur bruit de l'ensemble de la branche de diversité

3.5.3 Combinaison de diversité à gain égale (EGC)

Dans ce cas de combinaison, chaque branche de signal pondéré avec le même facteur, indépendamment de l'amplitude du signal. Ainsi, cette technique présente le même principe que celle citée dans le paragraphe précédent, à seule différence est que les gains sont égaux, $a_i=1$.

$$\gamma_E = \frac{\left(\sum_{i=1}^M r_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M N_i} \quad (3.31)$$

- Si les trajets sont distribués selon Rayleigh, le SNR moyen est,

$$\mathbf{E}[\gamma_E] = \Gamma(1 + (M - 1)\pi / 4) \quad (3.32)$$

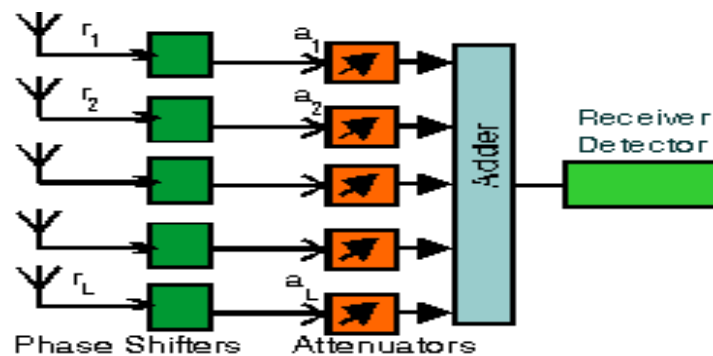


Figure 3.4.1c: processeur de signal pour EGC

Le combineur de gain est essentiellement égale une combinaison à rapport maximal dans lequel tous les poids sont égaux. Tous les poids sont fixés à l'unité et le traitement décrit est similaire à celle prise dans la combinaison à rapport maximal.

Ainsi pour un signal BPSK, il a été démontré pour deux diversités et trois diversités, que le BER moyen est donné par les formules suivantes,

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\sqrt{\Gamma(\Gamma + 2)}}{\Gamma + 1} \right], \quad N = 2,$$

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Gamma(2\Gamma + 3)^2}{3(\Gamma + 1)^3}} \times {}_2F_1 \left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; \frac{1}{2}; \frac{\Gamma^2}{(2\Gamma + 3)^2} \right) + \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\Gamma^3}{27(\Gamma + 1)^3}}, \quad N = 3,$$

(3.33-3.34)

Chapitre 4

Simulation et résultat

Après avoir analysé les aspects principaux de la technique DS CDMA, nous allons concevoir et simuler un système de télécommunication DS CDMA et analyser les performances par l'estimation du BER. L'outil de simulation sera le logiciel MATLAB.

4.1. Les modèles de simulation

la conception de simulation comme on le voit dans la figure.4.1 implique les détails suivants:

1. dans la première partie de la conception DS CDMA, nous avons développé des modèles DS CDMA comme indiqué ci-dessous.

- DS CDMA modèle1 en utilisant les codes de Walsh-Hadamard pour l'étalement.
- DS CDMA modèle 2 en utilisant les codes M-séquences pour l'étalement.
- DS CDMA modèle 3 en utilisant les codes gold pour l'étalement.
- DS CDMA modèle 4 en utilisant les trois codes pour l'étalement et pour comparer et évaluer les performances des ces codes.

2. Les effets de dégradation du signal reçu peuvent être atténué en utilisant des techniques de diversité au niveau du récepteur RAKE du système par le quel il fournira l'amélioration des performances dans le système DS CDMA en termes de réduction au minimum du signal-bruit (SNR) nécessaire pour maintenir un niveau acceptable de taux d'erreur binaire(BER).

Ainsi, dans la deuxième partie de la conception DS CDMA, nous allons développer 4 modèles DS CDMA, comme indiqué ci-dessous.

- DS CDMA modèle 1 rapport maximal employant la combinaison(MRC) à la conception des récepteurs.
- DS CDMA modèle 2 Sélection employant la combinaison(SC) à la conception de récepteurs
- DS CDMA modèle 3 Combinaison de diversité à gain égale employant la combinaison (ERC) à la conception de récepteurs
- DS CDMA modèle 4 utilisant les 3 types de techniques de diversité à la conception des récepteurs.

Les techniques de diversité sont effectivement mises en œuvre conjointement dans le schéma proposé par DS CDMA sous la structure matérielle du récepteur RAKE pour capter l'énergie dispersive parmi les pistes de réflexion pour réaliser la diversité multiples au niveau du récepteur.

Nous allons analyser le signal de réception dans lesquels canaux à trajets multiples d'une comparaison seraient effectuées entre le flux de bits de données

reçues et le flux de bits de données de transmission en termes de taux d'erreur binaire (BER).

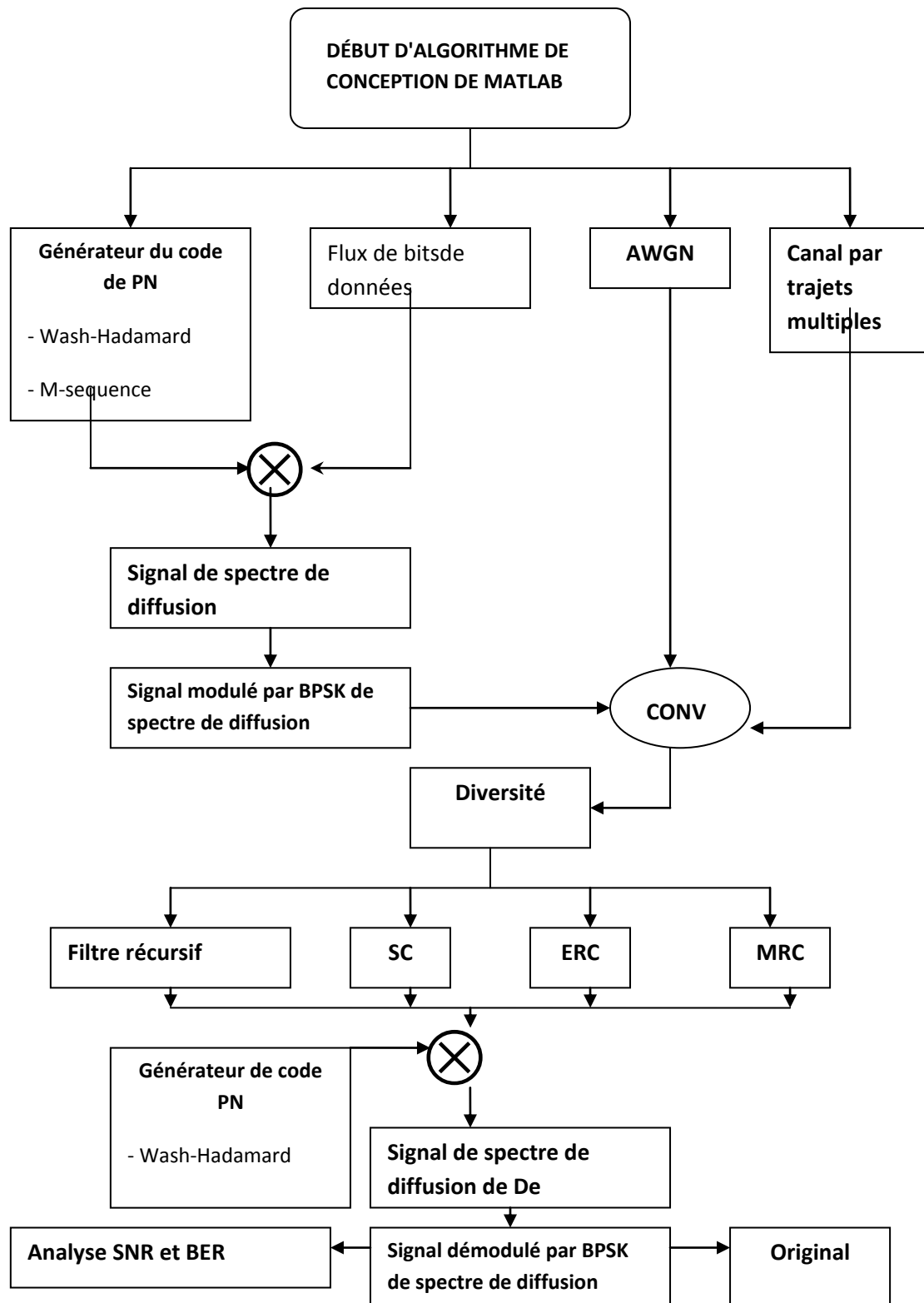


Diagramme Figure.4.1 l'algorithme de simulation

4.2. Résultat et discussion

Dans cette partie, on va simuler et examiner le système de base DS CDMA. En suite nous examinerons et analyserons les résultats simulés avec des interprétations et conclusion. Les résultats simulés sont classés par catégorie dans la diverse mention de modèles de DS CDMA dans la section 4.1. Ils seront discutés dans la section suivante ci-dessous :

4.2.1 Recherche et évaluation des codes.

- ❖ Model 1 DS CDMA utilisant le code de M-séquences pour l'étalement

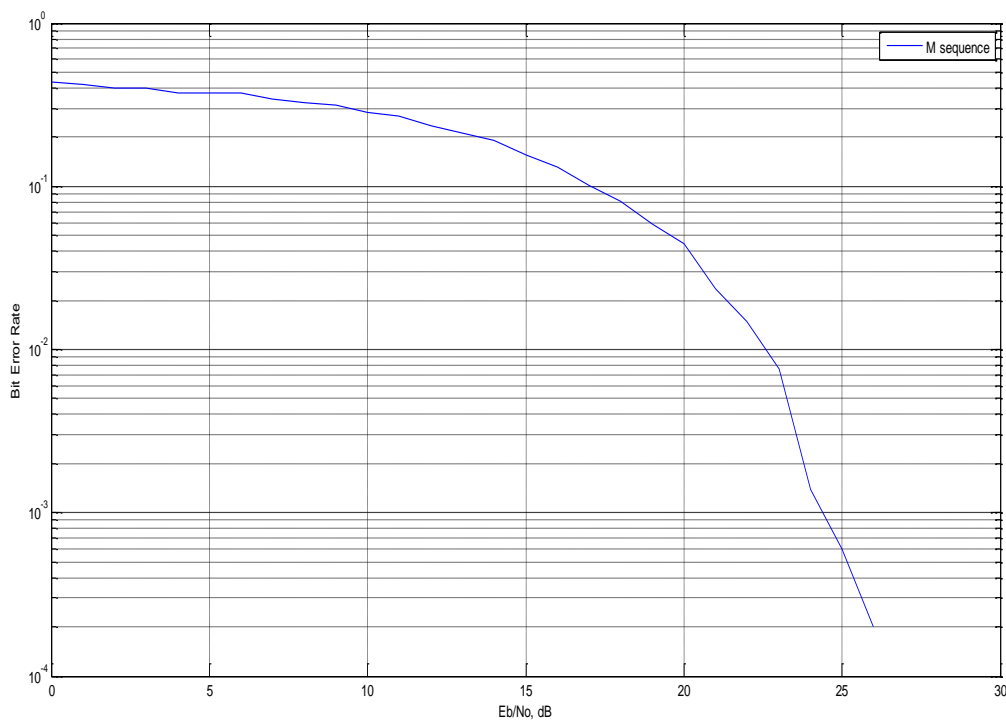


Figure 4.2a: Les résultats de simulation: les codes de M-séquences pour l'étalement

- ❖ Model 2 DS CDMA utilisant le code de Walsh-Hadamard pour l'étalement

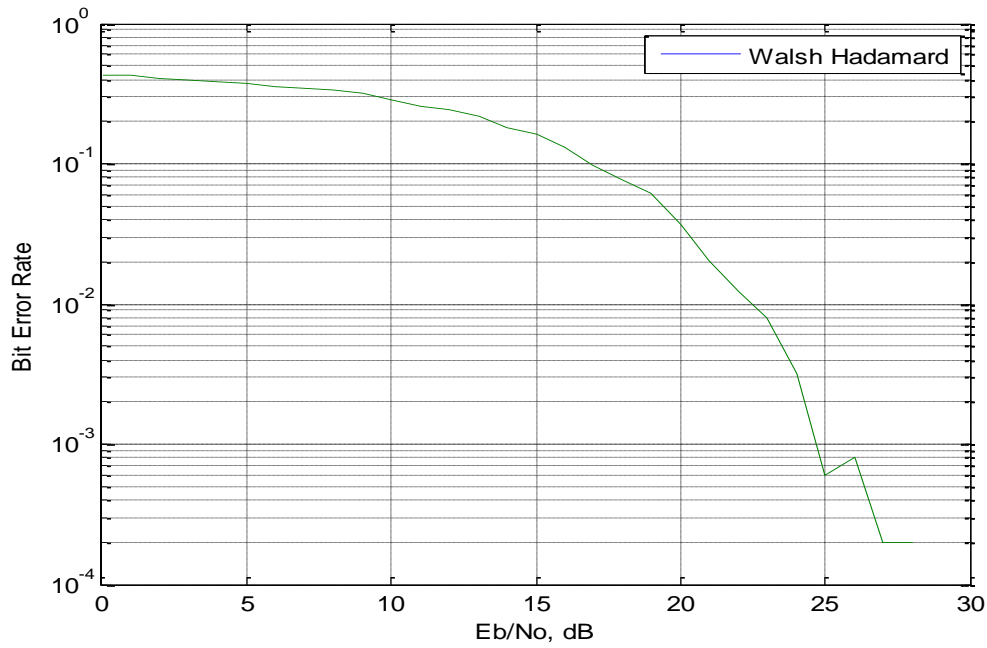


Figure 4.2b: Résultats des simulations: les codes Walsh-Hadamard pour l'étalement

❖ Model 3 DS CDMA utilisant le code de Gold pour l'étalement

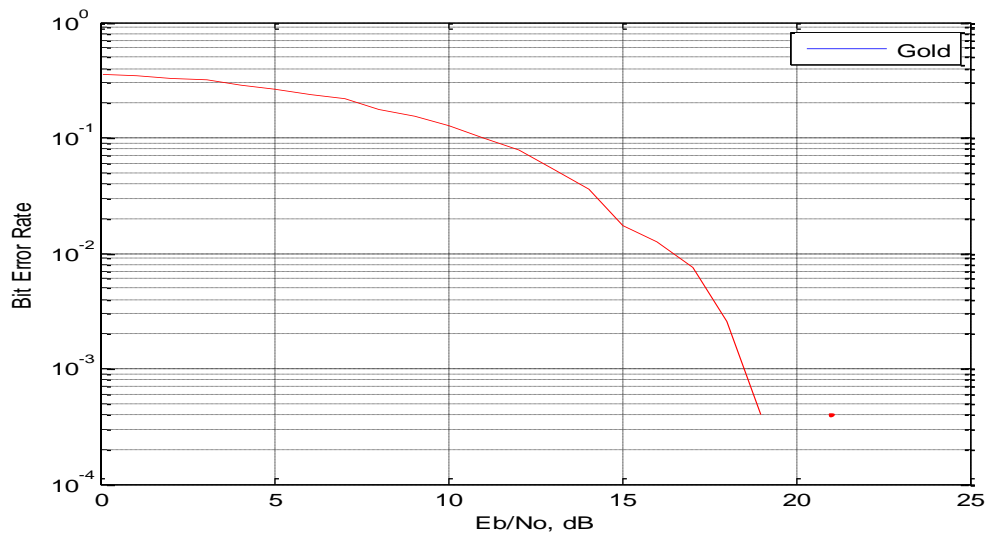


Figure 4.2c: Les résultats de simulation: les codes Gold pour l'étalement

❖ Model 4 DS CDMA utilisant les 3 types de code pour l'étalement

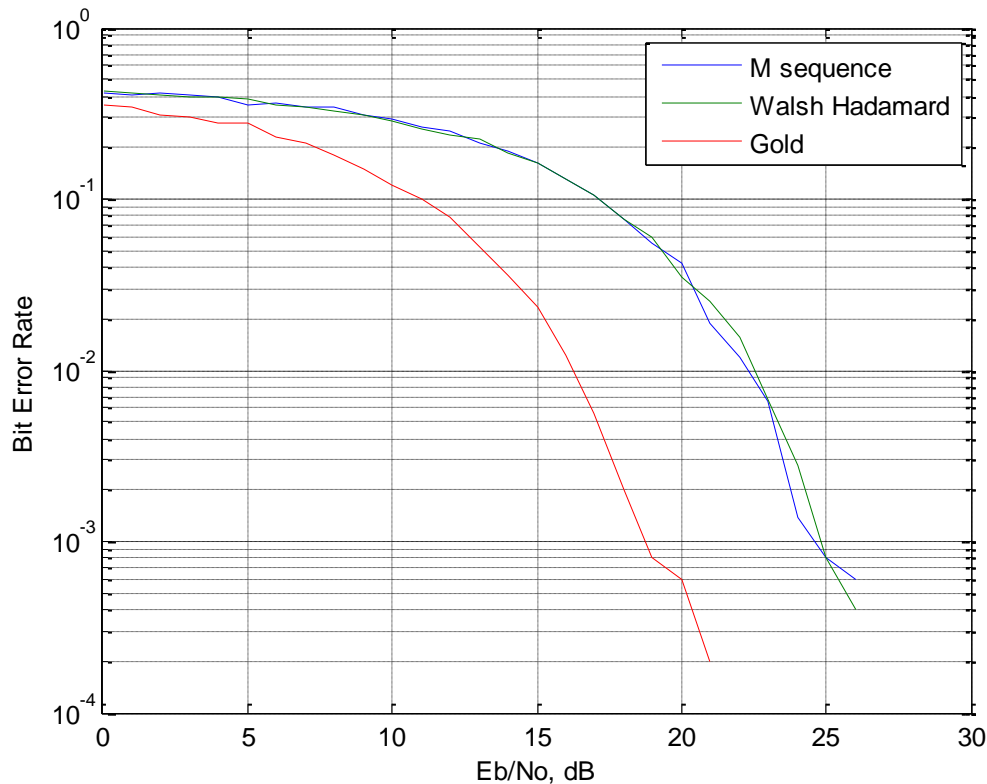


Figure 4.2d: Les résultats de simulation: Comparaison des performances des codes d'étalement

5000 bits d'information sont générés aléatoirement et modulés par les différents codes d'étalement. Le taux d'erreur binaire (BER) des différents systèmes DS CDMA sous les évanouissements et bruit blanc gaussien additif (AWGN) est évalué en utilisant la simulation comme le montre la figure 6.1a à 6.1F.

Le BER obtenu des performances du système de convention DS CDMA utilisant des codes d'étalement traditionnels comme le montre la figure 6.1a à 6.1c comme on le voit dans la figure 6.1d et 6.1e. Pour chacune des préoccupations modèles DS CDMA simulés, la technique Combinaison à rapport maximal (MRC) est utilisée au niveau du récepteur. Les résultats de la comparaison entre les codes d'étalement sont typiques en figure.4.2d.

figure.4.2d montre que les codes Gold produisent un BER beaucoup plus faible par rapport aux autres codes d'étalement parce que le pic d'auto-corrélation de code Gold est plus fort par rapport aux autres codes.

4.2.2 Les investigations sur de diverses techniques de détection pour le système DS CDMA

Ensuite, nous allons analyser les performances des signaux du système DS CDMA à la réception. Avec 5000 bits d'information sont générés aléatoirement et modulés par code Gold d'étalement. Par la simulation on évalue le taux d'erreur de bit (BER) de différents systèmes de DS CDMA sous les évanouissements de Rayleigh et le bruit blanc gaussien additif (AWGN) comme vu dans les figures 6.2a à 6.2d.

- ❖ modèle 1 DS CDMA utilise la conception du récepteur avec Combinaison à rapport maximal (MRC)

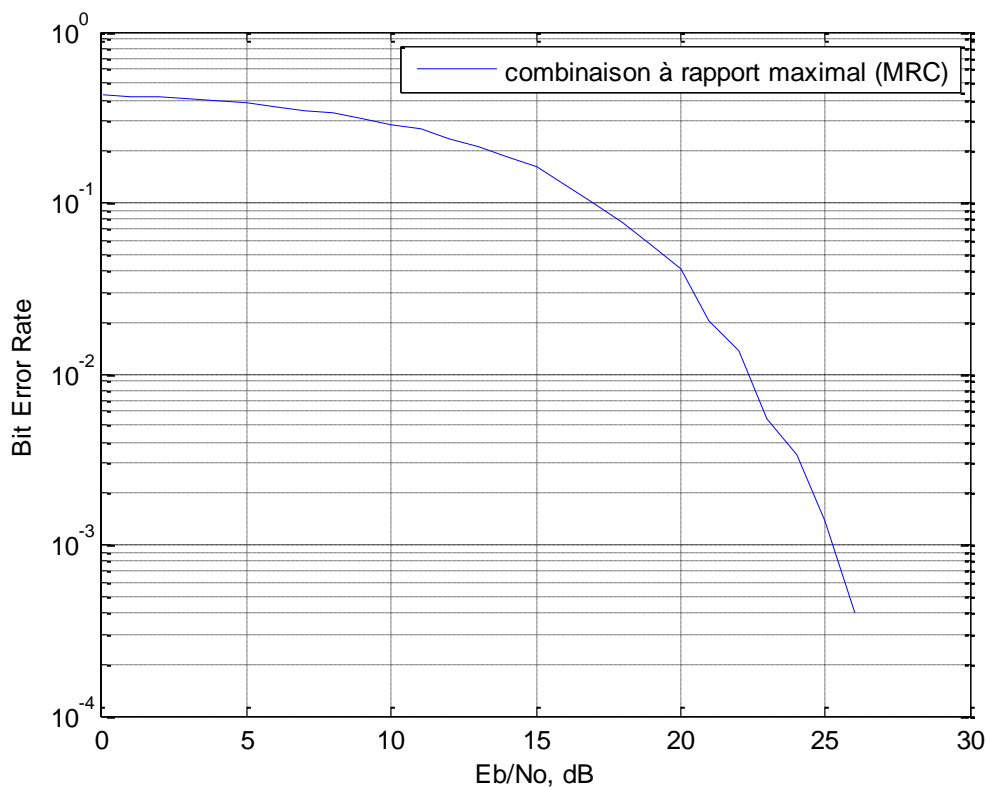


Figure 4.3a: Les résultats de simulation: combinaison de rapport maximal

- ❖ modèle 2 DS CDMA utilise la conception du récepteur avec Combinaison de diversité à gain égale (EGC)

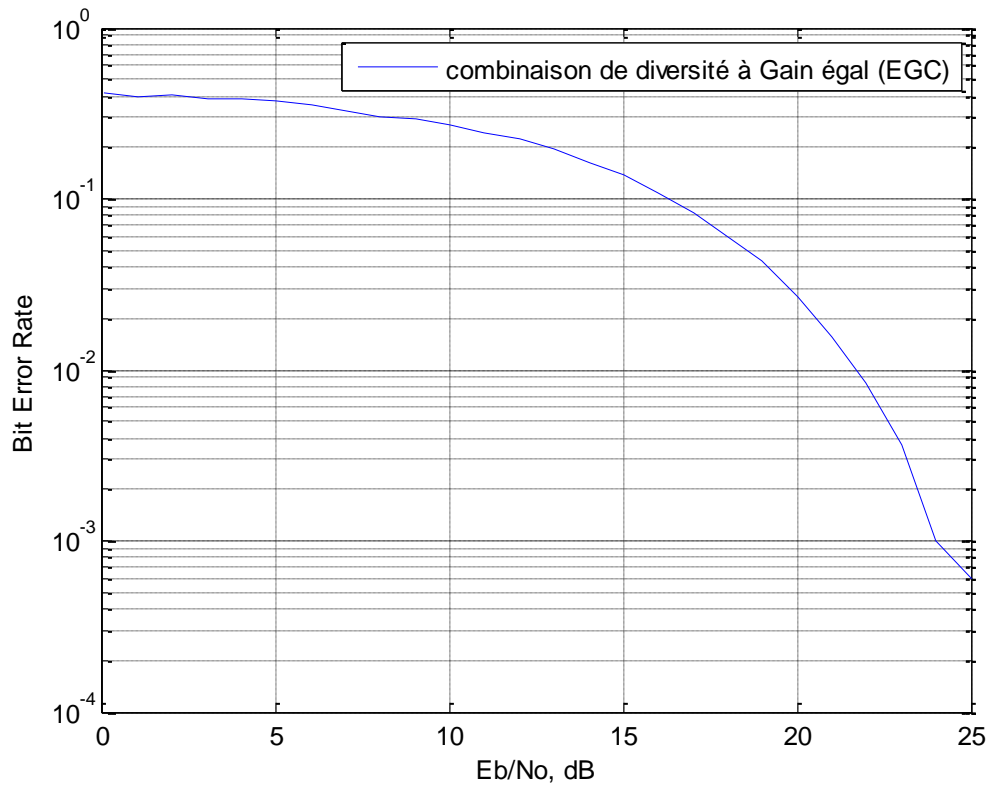


Figure 4.3b: Résultats des simulations: Combinaison de diversité à gain égale

- ❖ modèle 3 DS CDMA utilise la conception du récepteur avec Combinaison de diversité par sélection (SC)

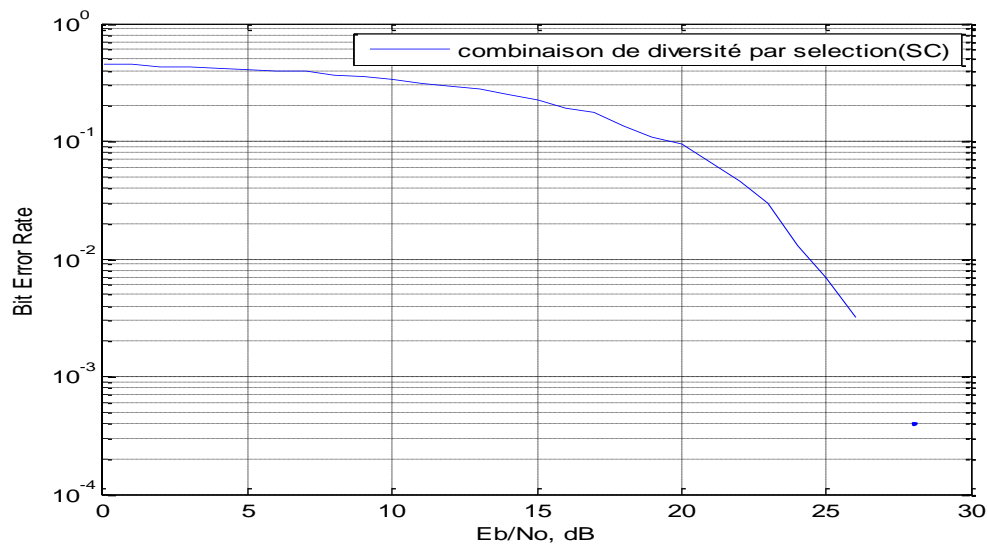


Figure 4.3c: Les résultats de simulation: Combinaison de diversité par sélection

- ❖ modèle 4 DS CDMA utilise la conception du récepteur avec les trois types de Combinaison

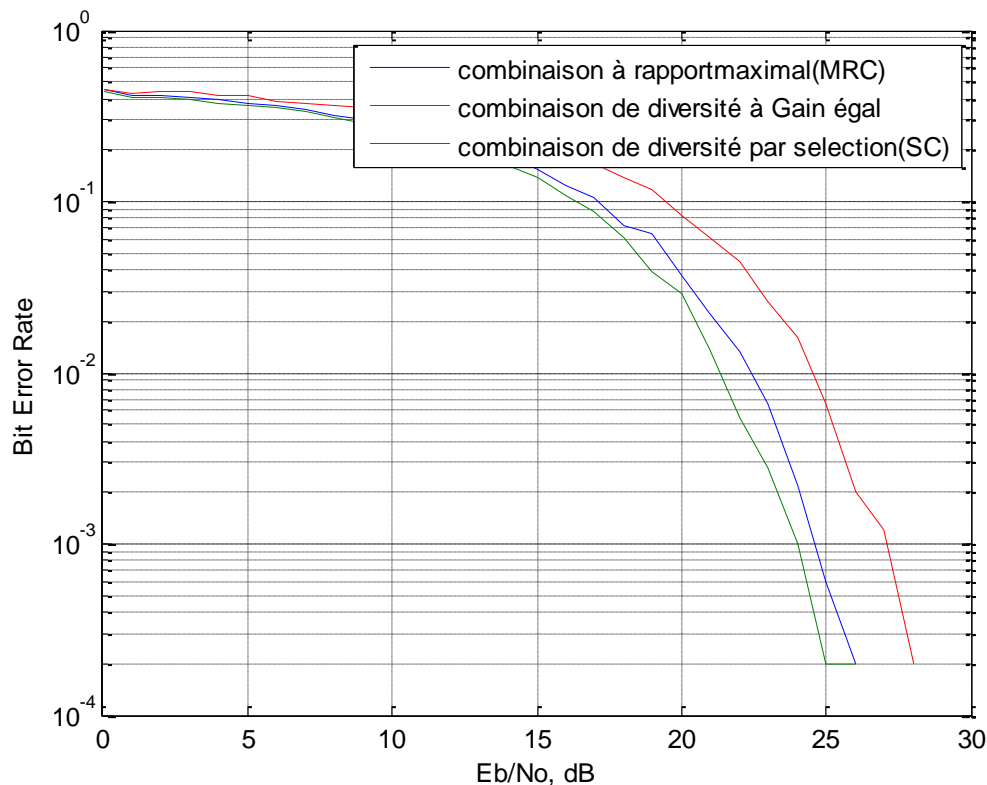


Figure 4.3d: Les résultats de simulation: Comparaison des techniques de diversité.

Dans cette section, 3 techniques de diversité est employé pour le système de base DS CDMA avec code Gold. Travaux de simulation comme on le voit dans la figure 6.2a à 6.2d ont été menées afin d'étudier quelle technique fonctionne mieux avec le code Gold.

Comme on le voit dans la figure 6.2d, la courbe rouge qui représente Combinaison de Diversité par sélection (SC) représente le plus faible taux d'erreurs binaires (BER), et la courbe verte qui représente Combinaison de diversité à gain égale (EGC) représente le plus fort taux d'erreurs binaires (BER),

Conclusion

Dans cette thèse, l'architecture de DS CDMA sous les évanouissements de Rayleigh et le bruit blanc gaussien additif (AWGN) sont évalués en utilisant des simulations MATLAB. Comme mentionné dans le chapitre 4, le système possède plusieurs avantages sur les codes des systèmes AMRC classiques qui utilise les codes d'étalement traditionnels qui sont actuellement disponibles dans la 2G et 3G normes. Au cours de la thèse, nous avons également développer un modèle de simulation CDMA pour évaluer les différentes techniques de diversité devant être utilisées dans le code système proposé CC de base CDMA. Section 7.1 résume cette conclusion de cette thèse et section 7.2 fournit quelques suggestions pour les travaux futurs et, enfin, l'article 7.3 prévoit l'examen critique et réflexions au cours du processus de réalisation du projet CDMA.

7.1 Sommaire des résultats

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire porte sur la conception de l'interface numérique s'occupant, lors de la réception au sein d'un système de transmission de données, des problèmes d'accès au canal dans les protocoles large bande de type DS-CDMA. Les différents systèmes d'accès multiple présentent de nombreux avantages pour les systèmes de communication actuels et futurs, et tout particulièrement, la méthode d'accès multiple par étalement de spectre. Une étude approfondie est effectuée à travers les chapitres 2 et 3 sur les méthodes d'accès multiple au canal dans le domaine des télécommunications. Il en ressort que la méthode CDMA permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquence et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auxquels le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance au bruit que confère l'étalement.

Au cours de ces chapitres, nous avons rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radio fréquences. Nous avons montré qu'il existe différentes méthodes d'accès de type TDMA, FDMA. Les paramètres physiques, tels que le nombre de fréquences porteuses, de longueurs d'onde ou d'intervalles de temps disponibles, limitent la capacité de multiplexage et constitue le principal inconvénient de ces méthodes d'accès.

Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation. La méthode d'accès CDMA est définie de manière à être étudiée et intégrée dans le modèle développé. L'interface d'accès DS-CDMA est un système utilisant l'étalement de spectre qui permet de supporter des débits utilisateur variables, propose une extensibilité de service et supporte deux types de réseaux : synchrones ; asynchrones. La chaîne de transmission DS-CDMA applique une partie des techniques de traitement du signal numérique comme l'étalement de spectre en émission et la procédure inverse en réception. Le choix des codes d'étalement est directement influencé par leurs propriétés de corrélation. En fait, il existe deux opérations d'étalement de spectre : la première opération est la canalisation, la deuxième opération est l'embrouillage. En effet, la chaîne de transmission met en place des techniques très souples pour gérer simultanément plusieurs services aux qualités variées, propres à une communication multimédia.

L'explication des fondements théoriques et les principes de l'étalement de spectre et ses propriétés font également partie du cadre de notre travail. En fait, nous avons analysé le point et le rôle des différentes propriétés du système CDMA pour augmenter ou diminuer la capacité du système, amélioré la qualité de service et développé la performance du système du point de vue du débit/surface.

Comme nous nous dirigeons vers la quatrième génération des systèmes de communications mobiles, des techniques telles que les *Software-Defined Radio* (SDR) se développent. Cela signifie qu'à l'avenir, le matériel du récepteur devra s'adapter aux différentes interfaces d'accès ; cette adaptation sera contrôlée par un logiciel. L'idée derrière cette approche est que les différents systèmes de communication sans fil pourraient former un grand système hiérarchisé. C'est-à-dire que nous opérons le transfert du système vers un intra système : les utilisateurs peuvent changer à n'importe quel moment dans un sous-système qui fournit les débits de données nécessaires. Cela conduit à une situation où le récepteur du terminal mobile doit être en mesure de s'adapter à toutes les interfaces d'accès GSM, GPRS, CDMA2000 et W-CDMA.

Bien que l'objectif de ce travail n'ait pas été de fournir une solution compatible avec les SDR, mais de développer une architecture capable d'obtenir un bon résultat en termes de compromis débit/surface, et de concevoir une architecture matérielle performante pour les applications sans fil, tant pour la station de base que pour la station mobile. Pour cela, l'approche architecturale mise en œuvre est souple et peut être facilement adaptée à d'autres protocoles existants ou futurs. Elle peut répondre ainsi aux défis des années à venir où les récepteurs devront être capables de supporter de multiples protocoles et interfaces d'accès, notamment sous le contrôle de couches logicielles.

LISTE DE RÉFÉRENCE

- [1] Introduction au système sans fil par P. Mohana Shankar
- [2] Une architecture multi-porteuse de CDMA basée sur des codes complémentaires complets, orthogonaux pour la nouvelle génération des communications sans fil à large bande.
- [3] Comparaison de maximum comme la détection capot-basée pour deux arrangements d'accès de multi-taux pour le signal de CDMA par Urbashi Mitra
- [4] Récepteur de râteau guidé par détection de CDMA par Siang Pin Gan.
- [5] Données et communication d'ordinateur de William Stallings.
- [6] Signal et système par Simon Haykin
- [7] Multi-porteuse asynchrone DS-SS utilisant les ensembles complémentaires mutuellement orthogonaux d'ordres par Shu Ming Tseng et marque R.Bell.
- [8] Un nouveau protocole coopératif de diversité pour CDMA signalant using des codes complémentaires complets par Noha O.El-Ganainy et ledit EL-Khamy d'E.
- [9] Notes de base sur le signal du spectre de diffusion CDMA par G.Giunta.
- [10] Détection à plusieurs étages dans la communication à plusieurs accès de division des codes asynchrone par Mheshk.Varanasi et Behhnaan.
- [11] récepteur de De-corrélation de râteau pour la communication de CDMA au-dessus des canaux de effacement fréquence-sélectifs par Liu Hui.
- [12] Effets d'écartier des ordres sur l'exécution du système de MC-SS avec les modèles non linéaires de HPA par Peter Drot
- [13] Détecteurs de réduction d'interférence de co-canal pour la transmission multi de taux dans des systèmes de TD-SS par PieroCastoldi et Hisashi Kobayashi.
- [14] Simulation de MATLAB de détection à utilisateurs multiples dans SS par Halil Tanyer E

Liste de référence

[15] Transmettre la diversité de choix avec le Maximal-Rapport combinant pour les réseaux sans fil de Multi porteuse DS CDMA au-dessus des canaux d'effacement de Nakagami par XI zhang.

[16] Exécutions du temps de référence codé complémentaire complet CDMA de diffusion dans le canal d'effacement par Li Ru Lu.

[17] Le gain de diversité de transmettent la diversité dans le système sans fil avec Rayleigh se fanant par Jack H.wintors.

yyuboglu.