

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

DJILLALI MOHAMED

&

HAMMOUM ABDELMADJID

pour l'obtention du diplôme de Master en Électronique, spécialité Traitement de
l'information et Systèmes Electroniques

Thème

Simulation sur MATLAB d'un système de communication à spectre étalé par séquence directe DS-CDMA

Proposé par : Pr A. GUESSOUM et Dr A. ANOU

Année Universitaire 2015-2016

Remerciements



"الحمد لله الذي وفقنا لهذا و ما توفيقى الا بالله"

Nous tenons particulièrement à remercier Allah le tout puissant, ce mémoire n'aurait jamais été réalisé sans sa bénédiction.

Ce travail a été réalisé au département d'Electronique, Faculté de Technologie de l'université SAAD DAHLAB de BLIDA 1

Nous adressons nos remerciements à notre encadreur monsieur le Professeur **A. Guessoum** et à Dr **A. Anou** pour avoir accepté de proposer et d'encadrer ce travail. Et pour son aide consistante, ses conseils judicieux, et pour ses remarques objectives. Nous profitons de cette opportunité pour exprimer notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué par leur collaboration, disponibilité et sympathie, à notre formation. Et nous exprimons notre reconnaissance à tous les doctorants avec qui nous avons pu bénéficier de leur aide. Nous tenons à remercier nos familles de nous avoir soutenu, nous ne serons jamais assez reconnaissants envers nos parents qui ont toujours tout mis en œuvre pour qu'on s'épanouisse dans tout ce qu'on entreprend.

Table des matières

Remerciements.....	II
Table des matières.....	III
Liste des acronymes et abréviations.....	VI
Liste des figures	VII
Liste des tableaux	IX
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Généralités sur les techniques d'accès multiple	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Généralités sur les techniques d'accès multiple	3
1.2.1 LA TDMA (TIME DIVISION MULTIPLE ACCES)	3
1.2.2 LA FDMA (Frequency Division Multiple Access).....	4
1.2.3 LE CDMA (CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS).....	5
1.3 Accès multiple à répartition par code (CDMA)	6
1.4 Les séquences d'étalement	19
1.4.1 Séquences à longueur maximale (m-séquences).....	20
1.4.2 Séquences de Gold	23
1.5 Conclusion	26
Chapitre 2 : Modélisation du système DS- CDMA et la détection multi-utilisateurs .	27
2.1 Introduction.....	27
2.2 Modélisation du système DS- CDMA.....	28
2.2.1 Emetteur.....	28
2.2.2 Canal de transmission.....	29
2.2.3 Réception.....	30
2.3 Détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA.....	30
2.3.1 Les détecteurs mono-utilisateurs.....	31
2.3.1.1 Le détecteur conventionnel	31

2.4	Conclusion.....	35
Chapitre 3 : Etude de performance du système DS-CDMA.....		36
3.1	Introduction.....	36
3.2	Présentation de l'outil	37
3.3	Construction du modèle DSSS :.....	38
3.4	SIMULATION D'UN SYSTEME DS-CDMA « en sens montant » PAR LE SIMULINK.....	39
3.4.1	Réglage des paramètres dans le modèle simulé :.....	41
3.4.2	Résultats et interprétations.....	42
3.5	Conclusion	47
Conclusion générale.....		49
Annexes.....		51
Bibliographie		55

ملخص: إن النطاق الترددي هو مورد نادر الذي يجب أن يستخدم بحكمة وتبادل المعلومات بين جميع المستخدمين. ومن أجل ذلك نقوم بدعوة إلى التقنيات المتنوعة CDMA التي تظهر كفاءة عالية في استخدام الطيف. الذي يستخدم تقنية الطيف المنتشر مع الفرق التي تنقل إشارات متعددة في وقت واحد. من أجل هذا يرتبط مع كل إشارة رمز خاص والذي يتم ضربه عليه. في هذا السياق قمنا بتميز قناة الانتشار من أجل الحصول على نموذج رياضي، وأشارنا إلى المبادئ الأساسية لانتشار الطيف. وتتمثل خطتنا في تنفيذ نظام CDMA-DS من قبل MATLAB SIMULINK. وتشير نتائج المحاكاة بتغير BER و SNR. ومن خلال هذه النتائج نرى جودة أداء نظامنا.

كلمات المفاتيح: CDMA ; DS-CDMA ; محاكاة ; انتشار الطيف ; SNR.

Résumé : La bande de fréquence est une ressource rare qu'il faut utiliser à bon escient et partager entre tous les utilisateurs. On fait appel pour cela aux techniques de multiplexage CDMA qui montre une haute efficacité à l'exploitation du spectre qui associe à chaque signal un code particulier par lequel il est multiplié. Dans ce contexte nous avons rappelé les principes de base de l'étalement de spectre. Notre projet est d'implémenter le système DS-CDMA par le SIMULINK sur MATLAB. Les résultats de simulation présentent la variation de BER en fonction du SNR. Les résultats permettent voir les performances de notre système.

Mots clés : CDMA ; DS-CDMA ; étalement de spectre ; SIMULINK ; SNR.

Abstract: The frequency band is a rare resource that it is necessary to use advisedly and divide between all the users. We used for that a technique of CDMA multiplexing which shows a high effectiveness in the spectrum exploitation. Multiplexing by code uses the spreading spectrum technique when several signals are simultaneously transmitted. In this context, we pointed out the guiding principles of the Spread Spectrum. Our project is to implement by the SIMULINK of MATLAB of the DS-CDMA system, who rests on CDMA principle. The simulation results present the variation of BER as a function of the SNR. These results show the performance of our system.

Keywords: CDMA; DS-CDMA; Spread Spectrum; SIMULINK; SNR.

Liste des acronymes et abréviations

4G	Quatrième génération
5G	Cinquième génération
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CI	Condition Initiale
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
D-BPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DDP	Densité De Probabilité
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FAC	Fonction d'autocorrélation
FIC	Fonction d'Inter-Corrélation
IAM	Interference d'Accès Multiple
IIS	Interference Inter Symbole
IS-95	Interim Standard-95
LFSR	Linear Feedback Shift Register
MSK	Minimum Shift Keying
MRC	Maximum Ratio Combining
MUD	Multi-User Detection
NRZ	Non Return à Zéro
PIC	Parallel Interference Cancellation
PN	Pseudo-Noise
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
STS	Statistical Test Suite
RSB	Rapport Signal sur Bruit
TDMA	Time Division Multiple Access

Liste des figures

<i>Figure 1. 1. L'accès multiple TDMA.....</i>	<i>4</i>
<i>Figure 1.2. L'accès multiple FDMA.....</i>	<i>5</i>
<i>Figure 1.3. L'accès multiple CDMA.....</i>	<i>6</i>
<i>Figure 1.4. Différent technique CDMA.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure 1.5. Principe de DS-SS.....</i>	<i>8</i>
<i>Figure 1.6. Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure 1.7. Exemple de signaux $d(t)$, $c(t)$ et $s(t)$.....</i>	<i>11</i>
<i>Figure 1.8. Concept d'étalement de spectre dans le domaine fréquentiel.....</i>	<i>12</i>
<i>Figure 1.9. Principe d'un système DS-SS.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure 1.10. Structure de l'émetteur d'un système DS-SS.....</i>	<i>14</i>
<i>Figure 1.11. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe, domaine temporel : Séquence PN, (b) Signal informatif, (c) Signal étalé et (d) Signal BPSK.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure 1.12. BBGA de moyenne nulle et de variance égale à 1.....</i>	<i>16</i>
<i>Figure 1.13. Structure du récepteur d'un système DS-SS.....</i>	<i>17</i>
<i>Figure 1.14. Les Différents types de SS-Code.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure 1.15. Exemple d'un LFSR pour $n = 5$.....</i>	<i>21</i>
<i>Figure 1.16. Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure 1.17. Exemple de génération de séquences de Gold.....</i>	<i>24</i>
<i>Figure 2.1. Liaisons descendante et montant.....</i>	<i>28</i>
<i>Figure 2.2. Système de communication DS-SS.....</i>	<i>28</i>
<i>Figure 2.3. Structure du récepteur DS-SS conventionnel.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure 3.1. Chaîne de Transmission numérique.....</i>	<i>36</i>

Figure 3.2. Le Schéma de la simulation sur MATLAB d'un système DS-CDMA.....	43
Figure 3.3. Les signaux des utilisateurs.....	44
Figure 3.4. L'opération d'étalement.....	44
Figure 3.5. signal récupéré pour le premier utilisateur.....	45
Figure 3.6. Signal récupéré pour le deuxième utilisateur.....	45
Figure 3.7. Variations de BER en fonction du SNR.....	47
Figure 3.8. TEB de système DS-CDMA en fonction de E_b/N_0 à 2 utilisateurs.....	48

Liste des tableaux

Tableau1. les paramètres de la simulation.....	46
Tableau2. Variations de BER en fonction du SNR (1 ^{ème} scénario).....	46
Tableau3. Variations de BER en fonction du SNR (2 ^{ème} scénario).....	47

Introduction générale

Au cours de ces dernières décennies, les réseaux de la téléphonie mobile ont connu une forte évolution et les normes associées ne cessent de se développer. Depuis 2010, la quatrième génération (4G) des standards des réseaux cellulaires est déjà lancée, faisant suite à la 3G avec une amélioration sensible des performances. En effet, le nombre d'utilisateurs est en pleine expansion et ne fait que croître. De plus, la demande en terme de contenu n'arrête pas de se diversifier allant de données publiques aux données privées. Dans ce contexte, la compagnie CISCO annonce que d'ici 2018, le trafic de données mobiles sera multiplié par 11, par rapport à 2014, ainsi les flux de données financier, bancaires et gestion boursière tendront à grandir. Il est donc nécessaire de relever ces défis, que ce soit en termes de très grand nombre d'utilisateurs ou en termes de confidentialité des données privées. A cet effet, le besoin d'augmenter la capacité des systèmes existants et de rendre les transmissions haut débit, des données sensibles, plus fiables et plus robustes, sont devenus plus que nécessaires.

Face à ce besoin, des travaux de recherches sont déjà lancés pour la prochaine génération de la technologie mobile nommée 5G. Elle devrait être un standard global capable de relier le monde entier et faire face à la demande croissante des utilisateurs. Pour satisfaire ces objectifs, les recherches sur cette norme doivent se concentrer sur le développement de nouvelles techniques de radiocommunications ou faire évoluer des techniques déjà existantes. Dans cette démarche, les transmissions à spectre étalé de type CDMA sont à la base de nombreuses normes récentes dans le domaine des télécommunications, cette méthode d'accès est issue des transmissions étalées utilisées dans le contexte des transmissions militaires depuis de nombreuses années, pour repousser leurs limites. La technologie CDMA repose essentiellement sur la technique d'étalement par codes, DS-SS, dont les séquences pseudo-aléatoires (PN)

sont largement utilisées, permettant au système d'accès multiple de recevoir plus d'utilisateurs en même temps et sur la même bande de fréquence.

Les séquences PN utilisées dans les systèmes de communication DS-SS sont des séquences binaires remplissant certains critères afin d'être exploitables, à savoir une autocorrélation élevée et une inter-corrélation limitée. Il existe plusieurs familles de ces séquences dont les propriétés sont variées : les séquences de longueur maximale (aussi appelées M-séquences), séquence de Gold, séquence de Kasami, ..., etc. Ce sont des séquences périodiques obtenues à partir des registres à décalage boucle linéaire, ou LFSR, d'une période maximale dépendant de la longueur du registre. Donc, ces séquences sont moins nombreuses et limitent la capacité des systèmes et également la sécurité de transmission.

Pourquoi l'étalement de spectre ?

Immunité : par rapport aux différents types de bruit et à la distorsion multivoie (Les premières applications de spectre étalé étaient militaires, où il a été utilisé pour son immunité face au brouillage).

Cryptage : Il peut également être utilisé pour se cacher et le cryptage des signaux. (Seul un destinataire qui connaît le code d'étalement peut récupérer les informations codées).

Multiplexage : Plusieurs utilisateurs peuvent indépendamment utiliser la même bande passante plus élevée avec très peu d'interférences, cette propriété est utilisée dans des applications de téléphonie cellulaire.

Le présent manuscrit est structuré autour de trois chapitres. Le premier de ces chapitres porte sur les différents types d'accès multiple. Le second chapitre concerne l'étude théorique de la technologie CDMA, surtout le modèle du canal de propagation, les récepteurs considérés et la modélisation mathématique du signal DS-CDMA. Le troisième chapitre est dédié à la simulation de système de communication à spectre étalé DS-CDMA, en sens montant et à deux utilisateurs à l'aide du SIMULINK de Matlab et à l'étude de performance de ce système. Finalement, une conclusion générale et quelques perspectives à ce travail seront présentées.

Chapitre 1 Généralités sur les techniques d'accès multiple

1.1 Introduction

Dans la conception de tout système de communications mobiles le problème de l'accès Multiple, c'est à dire la façon dont on permet à plusieurs utilisateurs de partager un support Physique commun, est une tâche importante. La répartition des ressources entre les différents utilisateurs d'un système de communications mobiles peut être réalisée par trois techniques Différentes :

- l'accès multiple par répartition fréquentielle (FDMA)
- l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA)
- l'accès multiple par répartition de code (CDMA)

L'Accès Multiple par Répartition de Codes se base sur la répartition de ressources par codes. L'utilisateur émet en permanence dans toute la bande en utilisant une technique d'étalement de spectre. L'apparition de cette autre méthode d'accès, c'est-à-dire le CDMA (Code Division Multiple Access), permettra d'augmenter la capacité des systèmes radio mobiles, en réduisant les interférences co-canal des cellules voisines et en autorisant même l'utilisation d'un même canal par plusieurs utilisateurs [1].

1.2 LA TDMA (TIME DIVISION MULTIPLE ACCES)

Avec cette technique, chaque canal radio est Subdivisé en plusieurs intervalles de temps et chaque utilisateur se voit attribuer un slot de temps donné. TDMA est une technologie de communication de téléphonie cellulaire numérique. Cette technique permet à de nombreux utilisateurs de partager la même fréquence sans interférence. Sa technologie divise un signal dans différents intervalles de temps, et augmente les

données capacité de charge. TDMA est une technologie complexe, car elle nécessite une synchronisation précise entre l'émetteur et le récepteur. Les stations mobiles individuelles attribuent cycliquement une plage de fréquences à l'usage exclusif d'un intervalle de temps.

Dans la plupart des cas, la largeur de bande entière du système d'un intervalle de temps n'a pas été attribuée à une seule station. Toutefois, la fréquence du système est divisée en sous-bandes, et TDMA est utilisé pour l'accès multiple dans chaque sous-bande. Les sous-bandes sont connus comme fréquences porteuses. Le système mobile qui utilise cette technique est désigné par les systèmes multi-porteurs. Dans la figure suivante, la bande de fréquence a été partagée par trois utilisateurs. Chaque utilisateur se voit attribuer des intervalles de temps précis pour envoyer et recevoir des données. Dans cet exemple, l'utilisateur 'B' envoie après l'utilisateur «A», et l'utilisateur 'C' envoie donc après «B». De cette façon, la puissance de crête devienne un problème plus vaste et par la communication en rafale.

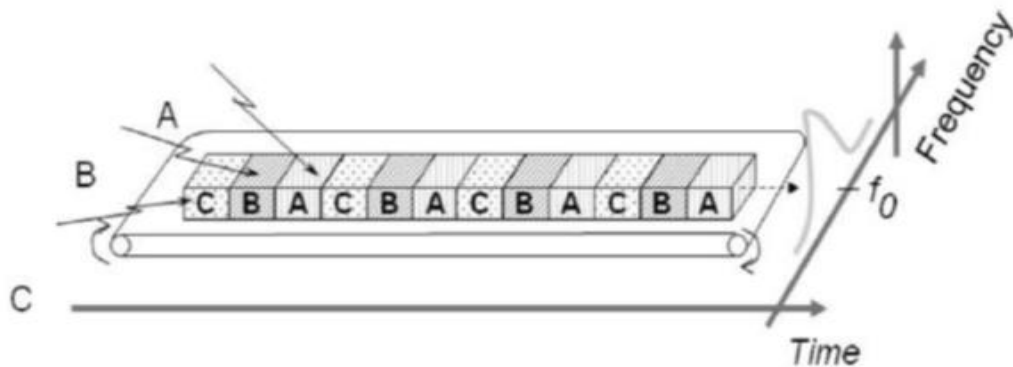


Figure 1.1. L'accès multiple TDMA

1.3 LA FDMA (Frequency Division Multiple Access)

L'Accès Multiple par Répartition de Fréquences (AMRF), appelé aussi Frequency Division Multiple Access (FDMA), est une technique de multiplexage largement utilisée dans les systèmes de communications radiofréquences.

Le principe de l'accès multiple par division de fréquence est de répartir la bande fréquentielle disponible entre les différents utilisateurs. Ainsi chaque utilisateur

à sa propre sous-bande à tout moment. Pour éviter des interférences entre les différentes sous-bandes, en particulier si le canal n'est pas parfait, on sépare les bandes voisines par une bande de garde.

Ces bandes de gardes dégradent l'efficacité spectrale d'un système d'accès multiple FDMA.

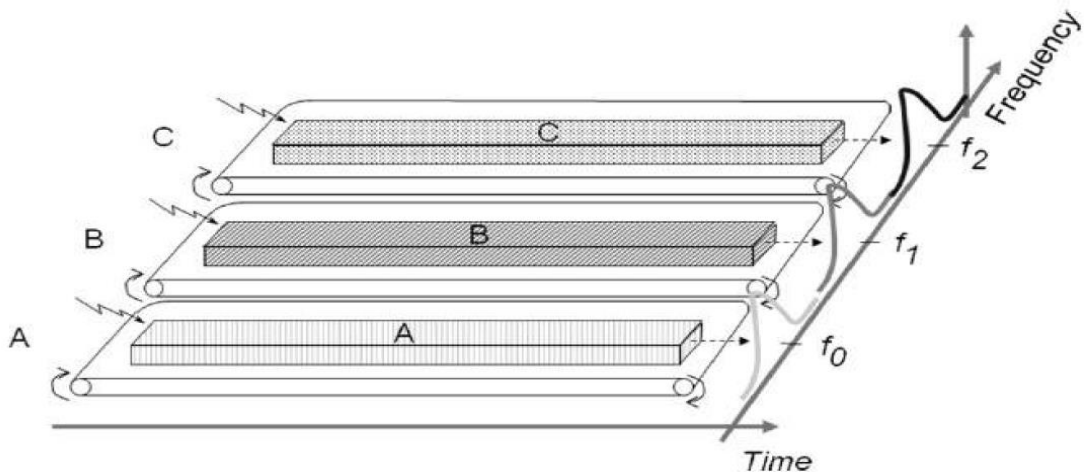


Figure 1.2. L'accès multiple FDMA

1.4 LE CDMA (CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS)

L'Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC), appelé aussi Code Division Multiple Access (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et le FDMA. Dans cette technique d'accès multiple, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels. En CDMA, on attribue à chaque utilisateur un code. Les séquences de code des différents utilisateurs occupent toutes la même bande de fréquence. Grâce à la propriété d'orthogonalité des codes, il est possible de séparer à la réception les transmissions des émetteurs. Contrairement aux deux autres formes de multiplexage, les formes d'ondes du CDMA ne sont ni localisées en temps ni en fréquence. Généralement on distingue deux types de CDMA [1,2] : la transmission par sauts de fréquence (Frequency Hopping-CDMA) et l'étalement par séquence directe (Spread-Spectrum Direct Sequence-CDMA).

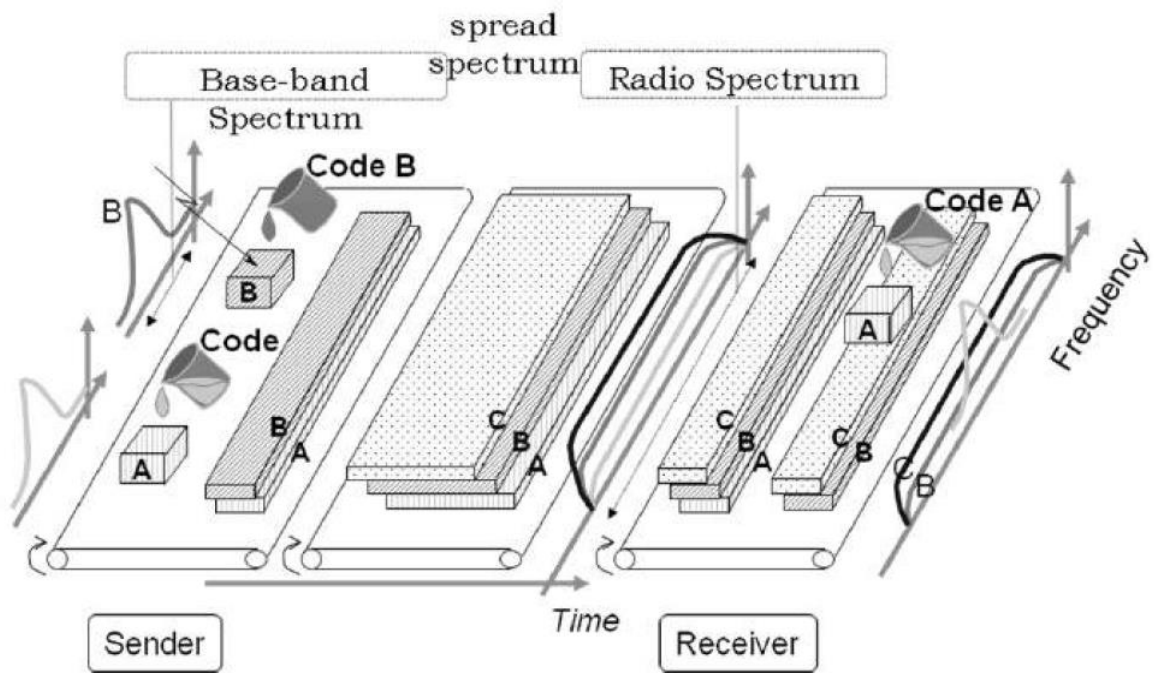


Figure 1.3. L'accès multiple CDMA

Les avantages de l'accès multiple par répartition de code sont [1,2] :

- résistance aux brouilleurs
- résistance aux dégradations dues aux trajets multiples
- gestion plus souple de la redistribution des fréquences entre les cellules au niveau d'un réseau cellulaire

La technique d'accès multiple que nous allons étudier par la suite est le **CDMA**.

1.2 Accès multiple à répartition par code (CDMA)

1.3.1 Technique d'accès multiple à répartition de codes :

Le CDMA ou en anglais (Code Division Multiple Access) est une méthode d'accès multiple à un médium de communication par répartition de code : plusieurs usagers ont alors accès à un canal commun et peuvent l'utiliser simultanément jusqu'à une certaine limite d'usagers actifs définie par la tolérance, la capacité du système. C'est une technologie d'étalement du spectre qui est utilisée depuis longtemps par les militaires pour sa résistance à l'interférence et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. C'est une technique qui consiste à redistribuer et étaler le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre « invisible » idéalement, pour les autres utilisateurs

de la même largeur de bande. Au récepteur, l'opération d'étalement exécutée au transmetteur est répétée pour désétalement le signal en bande de base (ou une fréquence intermédiaire) tandis que les autres signaux transmis (interférence) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit.

Les systèmes CDMA emploient des signaux Large Bande possédant de bonnes propriétés de corrélation, ce qui signifie que la sortie d'un filtre adapté au signal d'un utilisateur est petite si ce n'est pas le bon utilisateur. Ces systèmes sont souvent appelés « systèmes à spectre étalé » (Spread Spectrum Systems).

Dans la technique d'accès multiple CDMA, les méthodes permettant l'étalement de spectre sont regroupées en deux catégories comme le montre la **Figure 1.4**. La première appelée CDMA hybride, regroupe les méthodes qui combinent le CDMA avec les autres techniques de multiplexages (TDMA, FDMA,...). La deuxième c'est la CDMA directe, regroupe TH-CDMA, FH-CDMA et la DS-CDMA. La méthode TH-CDMA consiste à transmettre les chips qui composent une séquence de code donnée sur différents time slots, dans la CDMA à saut de fréquence (FH-CDMA), la fréquence du signal modulé change périodiquement pendant des intervalles de temps et dans la technique DS-CDMA, le signal d'un utilisateur directement en le multipliant par un code d'étalement.

Dans ce qui suit nous nous intéressons seulement à l'étalement de spectre par séquence direct, c'est à dire, la technique DS-CDMA.

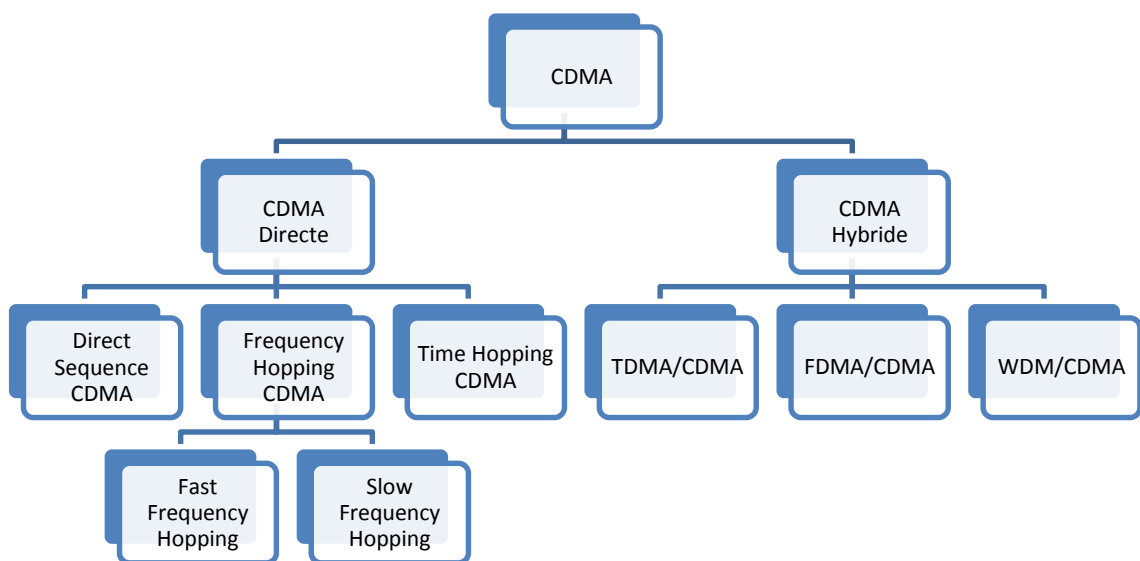


Figure 1.4. Différent technique CDMA

1.3.1.1 DS-CDMA (Direct Sequencing)

a) principe de fonctionnement

Dans un système DS-CDMA, les données associées à un utilisateur sont combinées via un XOR avec une séquence d'étalement ayant à un débit beaucoup plus élevé que les données à transmettre. Le signal étalé est par la suite module en PSK M-aire, où $M = 2^n$ et n est le nombre de bits correspondant à chaque symbole, autour d'une fréquence porteuse. Après la modulation, le signal résultant est superposé aux autres signaux provenant de K utilisateurs, comme le montre la **Figure 1.5**, pour générer un signal composite et le transmettre sur un canal radio. A la réception, seul le signal de l'utilisateur k désiré est désétalé.

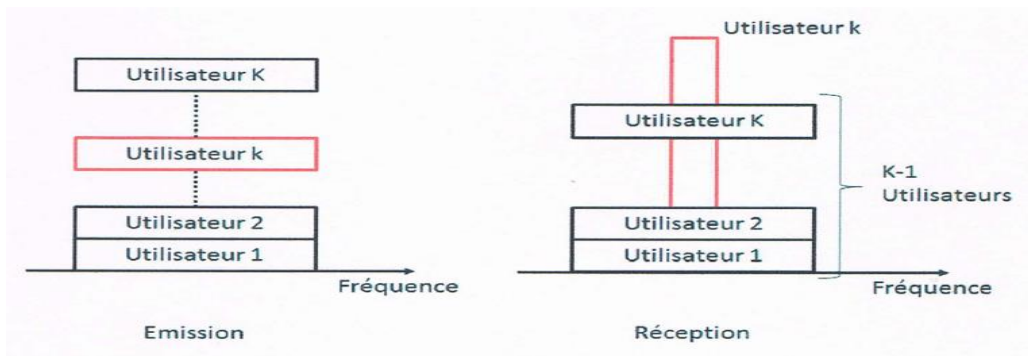


Figure 1.5. principe de DS-CDMA

Chaque utilisateur du système DS-CDMA possède son propre code d'étalement pseudo-aléatoire. Les séquences d'étalement $C_k = \{C_i^{(k)}; k = 1, \dots, K; i = 1, \dots, S\}$, K est nombre d'utilisateurs et S le facteur d'étalement, elles doivent présenter les propriétés suivantes :

1. De bonnes propriétés statistiques à savoir :

- Une moyenne approximativement nulle, ce qui indique que la différence entre le nombre de 1 et le nombre de 0 dans une séquence donnée devrait être le plus faible possible.

$$\sum_{i=1}^S C_i \approx 0 \quad (1.1)$$

- Une autocorrélation maximale à un décalage $T = 0$ et très faible ailleurs pour permettre une meilleure synchronisation des séquences en réception et

également un minimum d'interférences inter-symboles dues aux canaux multi-trajets. On suppose que les signaux sont réels :

$$R_{C_k}(\tau) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S C_i^{(k)} C_{i+\tau}^{(k)} \approx \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.2)$$

- Une inter-corrélation qui devrait être la plus faible possible, pour limiter les interférences d'accès multiples générées par les autres utilisateurs.

$$R_{C_{k_1} C_{k_2}}(\tau) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S C_i^{(k_1)} C_{i+\tau}^{(k_2)} \approx 0 \quad (1.3)$$

2. Large bande. Possibilité de génération a un débit binaire élevé.

Les bonnes propriétés de corrélation des séquences d'étalement confèrent au système CDMA de nombreux avantages, dont la possibilité de partager le spectre entre plusieurs utilisateurs, tout en assurant un taux d'interférences assez faible. Les familles de séquence d'étalements sont choisies selon la catégorie du système CDMA. En général, il existe deux catégories : CDMA synchrone et CDMA asynchrone. Les codes clé Walsh-Hadamard sont des codes orthogonaux utilisés dans les systèmes CDMA synchrone, en particulier dans la liaison descendante des communications radio-mobiles. Par contre, en liaison montante où les communications radio-mobiles sont asynchrones, les séquences de Gold sont plus adaptées, car elles présentent de meilleures propriétés de corrélation par rapport aux autres séquences.

1.3.1.2 Principe de l'étalement du spectre

i) Modèle de base

L'étalement de spectre se fait par la multiplication de l'information à transmettre de débit R_b par un code pseudo-aléatoire, aussi appelé signature, ayant un débit R_c . On a [6] :

$$N = \frac{R_c}{R_b} = \frac{T_b}{T_c} \quad (1.4)$$

Où $T_b = \frac{1}{R_b}$ est la durée d'un bit d'information et $T_c = \frac{1}{R_c}$ est la durée d'une impulsion rectangulaire du code, appelée chip. N est habituellement un entier, supérieur à 1 puisqu'il mesure l'étalement du spectre et représente le nombre de chips par bit d'information. On appelle également ce rapport gain de traitement (*processing gain*). En ce sens, il représente une mesure de la résistance à l'interférence et au brouillage

intentionnel obtenu en augmentant la largeur de bande du signal transmis, la **Figure 1.6** présente un schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.

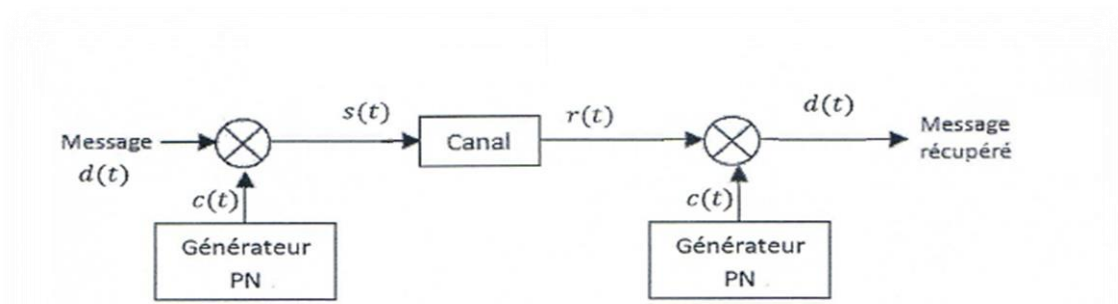


Figure 1.6. Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe

La **Figure 1.7** montre un exemple de signaux $d(t)$ et $s(t)$ en bande de base tels que définis à la **Figure 1.6** et permet d'illustrer le principe d'étalement de spectre et de produit des signaux lorsque $d(t)$ est modulé par déplacement de phase bivalente (*BPSK*). On peut remarquer que le signal transmis $s(t)$ est égal au code $c(t)$ lorsque $d(t)$ vaut +1 alors qu'il est égal à $-s(t)$ lorsque $d(t)$ vaut -1.

Au récepteur, en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudo-aléatoire $c(t)$ que celui appliqué à l'entrée, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux multipliés sont synchronisés.

Dans un système à plusieurs utilisateurs, chaque utilisateur possède un code pseudoaléatoire qui lui est propre, ce qui oblige le récepteur à connaître le code associé à l'utilisateur qui l'intéresse permettant ainsi une séparation entre les différents utilisateurs du système.

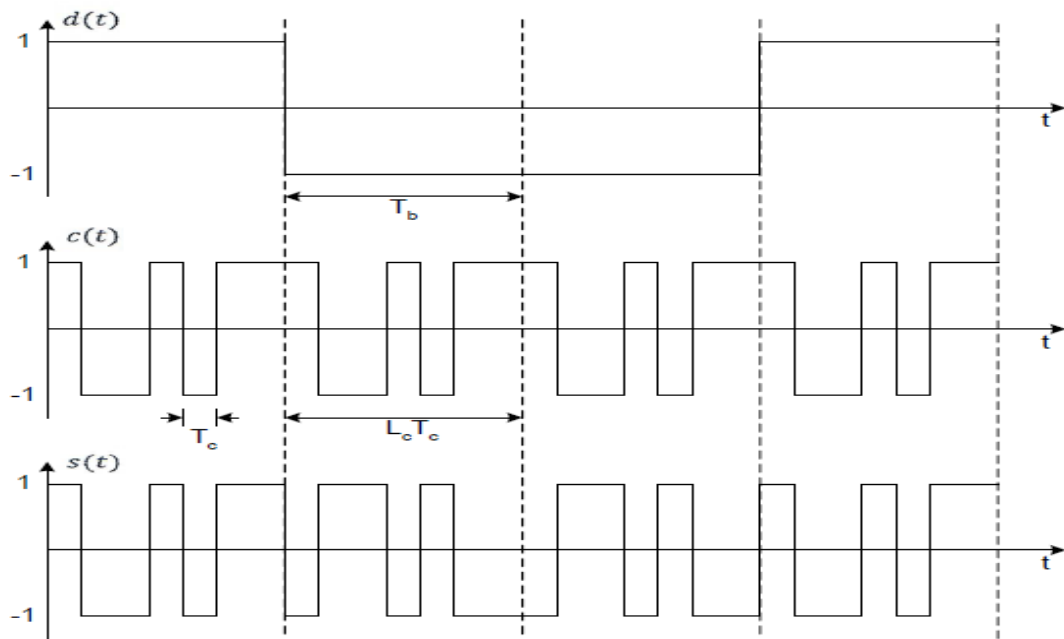


Figure 1.7. Exemple de signaux $d(t)$, $c(t)$ et $s(t)$

ii) Principe spectral

La **Figure 1.8** illustre le Principe spectral, Du point de vue spectral, la multiplication des données avec la séquence de code produit un étalement du spectre du signal transmis, Si on suppose un canal simple ne comportant que du bruit thermique et une source d'interférence à bande étroite, le signal reçu par le récepteur sera donc composé de trois éléments , soit le signal transmis étalé (en bleu), le bruit thermique (en vert) et l'interférence à bande étroite (en rouge). En multipliant une nouvelle fois par le code lors de la réception, le signal désiré est désétalé. Le spectre du bruit thermique demeure intouché par la multiplication par le code, c'est-à-dire qu'il n'est ni étalé ni comprimé.

L'interférence à bande étroite, par contre, subit une première multiplication par le code lors de la réception, ce qui cause un étalement et réduit considérablement son impact sur le signal désiré.

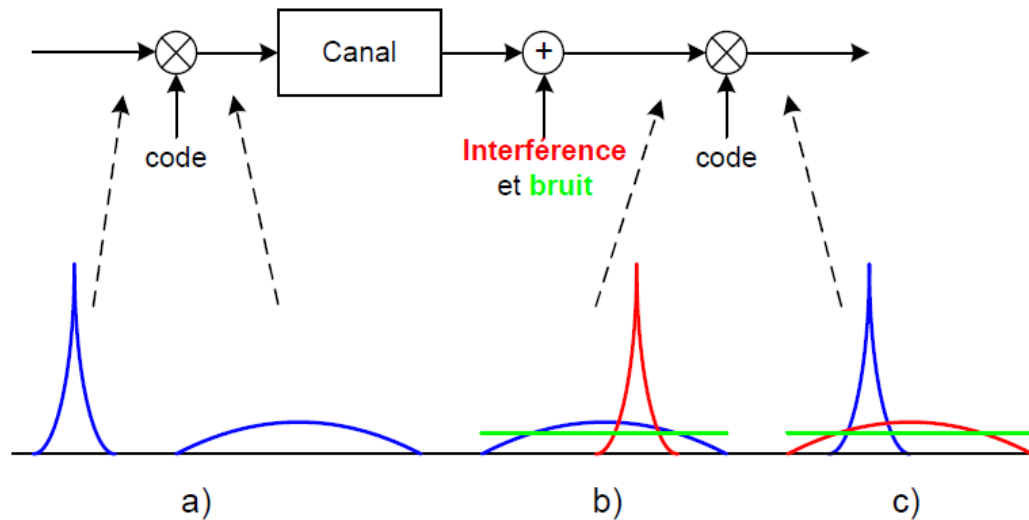


Figure 1.8. Concept d'étalement de spectre dans le domaine fréquentiel.

*DS-SS est la technique la plus utilisée, car elle présente un certain nombre d'avantages dont :

- _ La densité spectrale du signal étant étalée, elle devient plus faible pour une fréquence donnée et perturbe donc moins les systèmes de communications à bande étroite.
- _ L'attribution d'un code par utilisateur permet l'adressage et donc la constitution d'un réseau multi-utilisateurs.
- _ Plus la séquence d'étalement est longue, plus le gain d'étalement est élevé, ce qui permet un plus grand nombre d'utilisateurs.
- _ La possibilité de transmettre plusieurs signaux dans la même bande de fréquence, tout en minimisant l'interférence entre les utilisateurs, une meilleure efficacité spectrale.
- _ Pour synchroniser le récepteur avec l'émetteur, seul le timing des chips est à prendre en considération.
- _ Une plus grande simplicité de réalisation et donc une surface d'implantation et un coût réduits.

1.3.2 Étalement du spectre par séquence directe

Les éléments de base d'un système de communication DS-SS sont illustrés sur la **Figure 1.9** Nous observons qu'en plus des éléments classiques d'un système de communication, un système à spectre étalé utilise deux générateurs identiques produisant un code binaire pseudo-aléatoire (PN), un à l'émission permet d'étaler la donnée à transmettre et l'autre à la réception permettant de récupérer la donnée transmise en remontant le signal au-dessus du bruit.

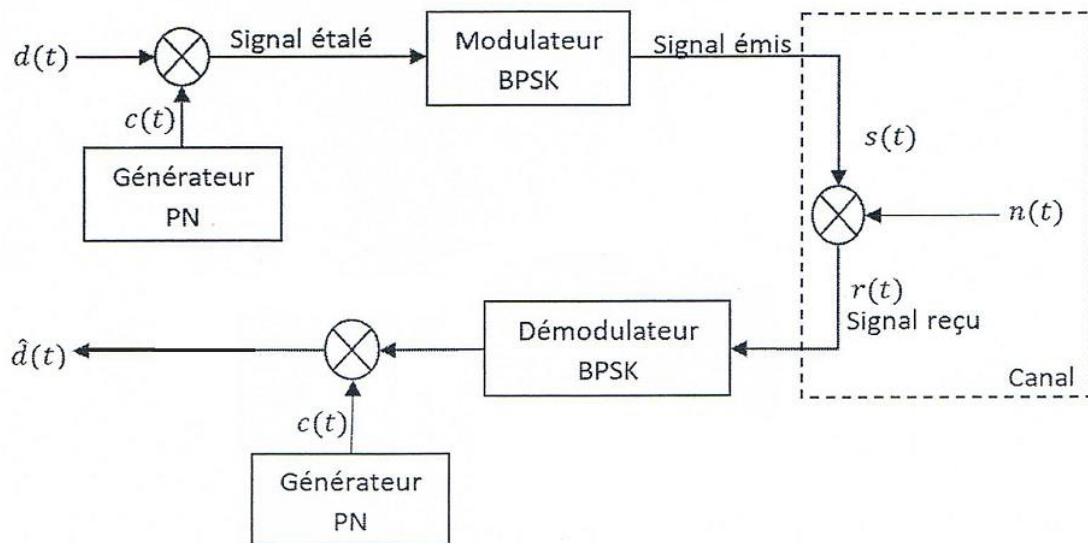


Figure 1.9. Principe d'un système DS-SS

L'étalement de spectre en séquence directe se fait par la multiplication de l'information à transmettre $d(t)$, de période symbole T_b par un code pseudo-aléatoire $c(t)$ ayant une période T_c beaucoup plus faible $d(t)$ que T_b . A la réception, l'opération inverse est effectuée pour restituer le signal information, on multiplie le signal reçu par le même code utilisé à l'émission, d'où on parle du désétalement. En effet, une synchronisation de la séquence PN générée au niveau du récepteur avec la séquence PN comprise dans le signal reçu est nécessaire pour un désétalement correcte du signal reçu.

1.3.3 Structure de l'émetteur d'un système DS-SS

La **Figure 1.10** illustre la structure de l'émetteur pour une transmission DS-SS :

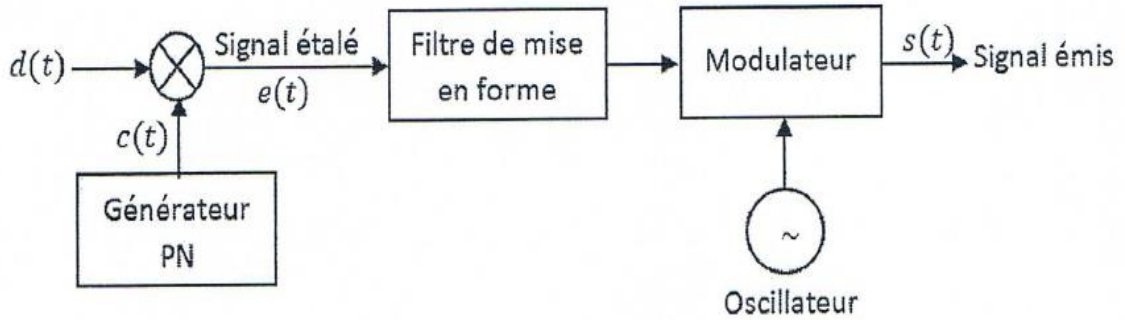


Figure 1.10. Structure de l'émetteur d'un système DS-SS

Le signal en bande de base $d(t)$ est exprimé comme suit :

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g(t - nT_b) \quad (1.5)$$

Où : $a_n = \pm 1$ et $g(t)$ impulsion rectangulaire de durée T_b . Ce signal est multiplié par le code d'étalement $c(t)$ tel que :

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n p(t - nT_c) \quad (1.6)$$

Où : $c_n = \pm 1$ représente la séquence binaire et $p(t)$ impulsion rectangulaire de durée T_c . Appelée durée chip. Ce code est formé par les N chips de la séquence, la multiplication de $c(t)$ par $d(t)$ génère le signal étalé.

Pour transmettre le signal, une modulation est nécessaire. Généralement, l'une des modulations suivantes est utilisée pour moduler le signal de bande de base : BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), D-BPSK (Differential Binary Phase Shift Keying)etc.

Exemple :

Dans cet exemple on va essayer d'adopter des hypothèses simplificatrices pour ne garder que le strict minimum afin de montrer clairement le fonctionnement d'un système simple à étalement de spectre par séquence directe. Pour simplifier nous adoptons les suppositions suivantes :

_ La modulation utilisée est la **BPSK**.

_ Il n'y a aucune interférence et n'y a pas de propagation par trajets multiples.

_ Le récepteur est synchronisé sur l'émetteur.

Nous utilisons la modulation BPSK, le signal transmis est alors donné par :

$$s(t) = A_c d(t)c(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.7)$$

Les **Figures 1.11** illustre la forme d'onde en temps au niveau de l'émetteur sous les conditions suivantes :

_ Le signal à transmettre $d(t)$ est un signal **NRZ** bipolaire d'amplitude 1V et un temps période $T_b = \frac{1}{R_b} = 1 \text{ S}$ (**Figure 1.11 (b)**) .

_ La séquence d'étalement $c(t)$, signal NRZ bipolaire, d'amplitude 1V et un temps période $T_c = \frac{1}{R_c} = \frac{1}{7} \text{ S}$ résultant d'un gain de traitement $S = 7$ (**Figure 1.11 (c)**).

_ Le signal **BPSK** $s(t)$ résultant de la modulation du signal étalé par une porteuse de

Fréquence $f_c = 2 R_c = 14 \text{ Hz}$ (de période $\frac{1}{f_c} = \frac{1}{14}$) .

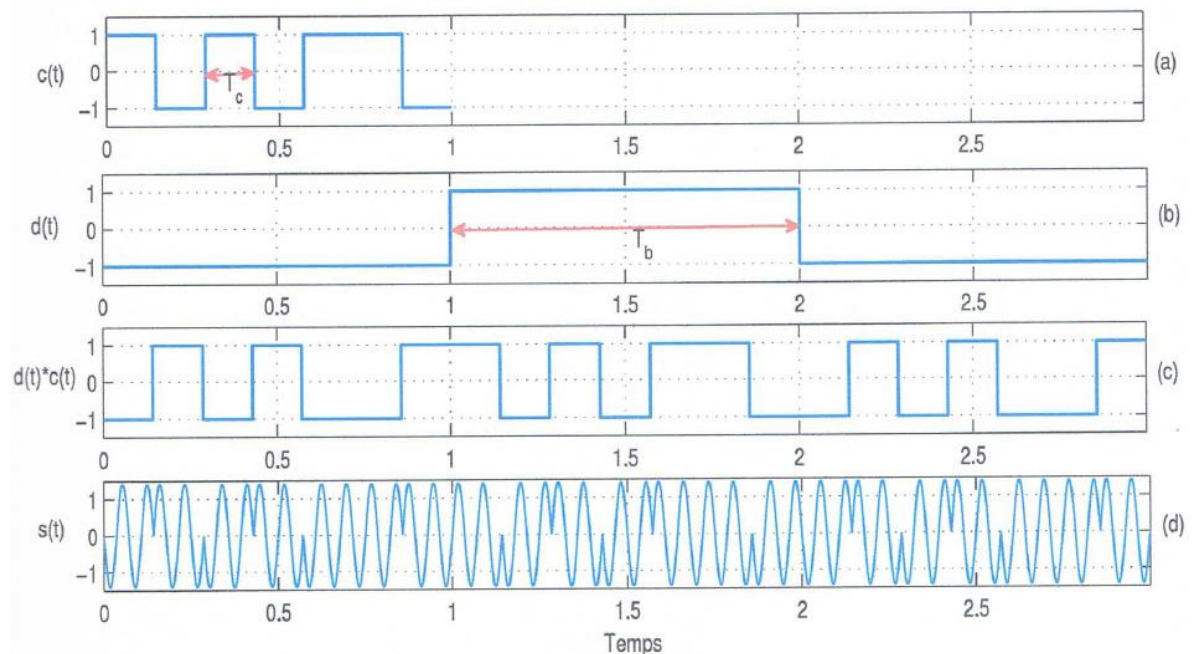


Figure 1.11. Principe de l'étalement de spectre par séquence directe, domaine temporel : Séquence PN, (b) Signal informatif, (c) Signal étalé et (d) Signal **BPSK**.

1.3.4 Canal de transmission

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien où canal **AWGN**. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Le signal reçu s'écrit alors :

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.8)$$

Où le bruit $\mathbf{n}(t)$ est modélisé comme un processus aléatoire gaussien avec une moyenne nulle, une fonction d'autocorrélation nulle en tout point sauf à l'origine et possède la même densité spectrale de puissance à toutes les fréquences :

$$\mathbf{R}_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \leftrightarrow \mathbf{S}_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (1.9)$$

Le terme gaussien correspond à la distribution statistique des valeurs du bruit, étant donné que la plupart des phénomènes physiques ont une distribution gaussienne. La représentation dans le domaine temporel du bruit gaussien ainsi que l'histogramme sont présentés dans la **Figure 1.12**.

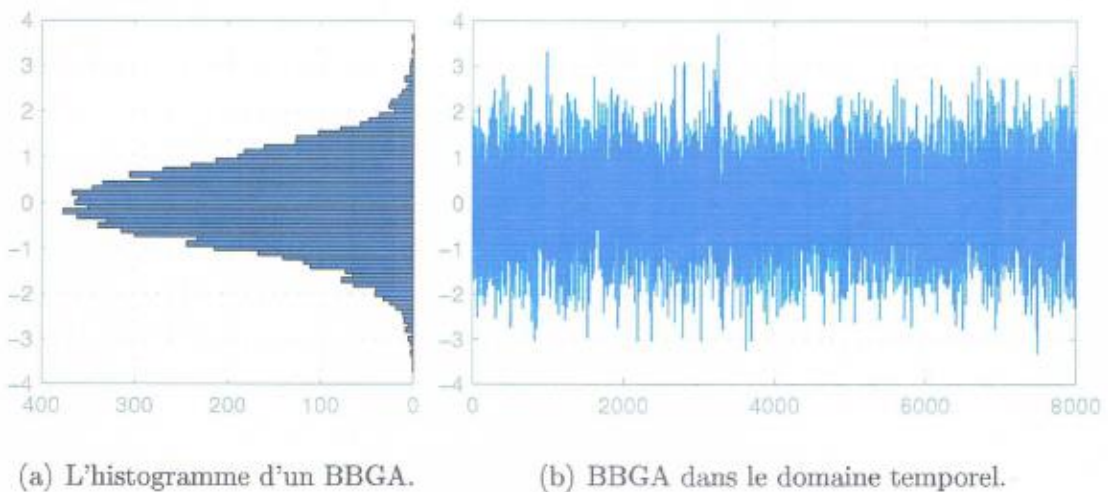


Figure 1.12. BBGA de moyenne nulle et de variance égale à 1

1.3.5 Structure du récepteur d'un système DS-SS

Le signal étalé $s(t)$ est envoyé à travers un canal de communication et le signal reçu $r(t)$, donné dans l'équation 1.8, contient deux signaux $s(t - \tau)$ avec un retard τ temps de propagation en canal et le bruit de canal.

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t) \quad (1.10)$$

En remplaçant $s(t)$ par l'équation 1.10 l'expression du signal reçu devienne :

$$r(t) = A_c d(t - \tau)c(t - \tau) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n(t) \quad (1.11)$$

Le rôle du récepteur est de récupérer au mieux le signal informatif $d(n)$ à partir du signal reçu. Cela se fait en multipliant le signal reçu, constitué du signal utile étalé mélangé éventuellement avec le bruit et d'autres signaux étalés, par une réplique de la séquence pseudo-aléatoire utilisée initialement à l'émission afin de désétaler et de retrouver le signal original. La **Figure 1.13** est un exemple d'un récepteur utilisant un multiplieur chargé d'effectuer la multiplication du signal reçu avec la séquence PN, un corrélateur suivi d'un organe de décision.

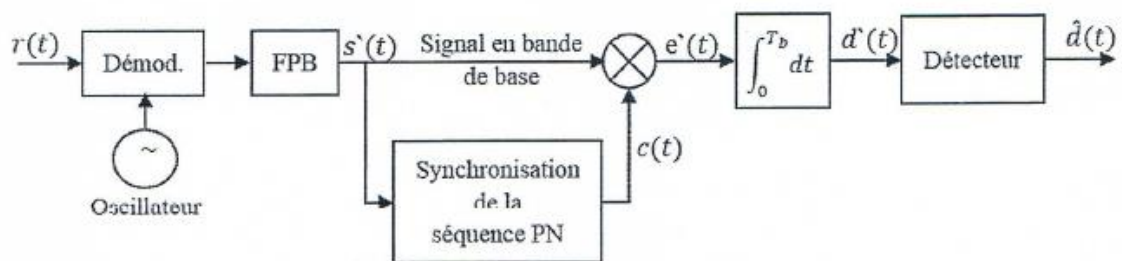


Figure 1.13. Structure du récepteur d'un système DS-SS

Par conséquent, le récepteur doit être parfaitement synchronisé avec l'émetteur pour que le message soit décodé.

Le même générateur pseudo-aléatoire est utilisé pour l'émission et la réception (voir les suppositions faites auparavant), c'est-à-dire : $\tau = 0$ et $\theta = 0$.

$$r(t) = A_c d(t)c(t) \cos(2\pi f_c t) + n(t) \quad (1.12)$$

Le signal démodulé devienne :

$$\begin{aligned}\widehat{d}(t) &= \int_0^{T_b} [A_c d(t)c(t) \cos(2\pi f_c t) + n(t)c(t)(A_c \cos(2\pi f_c t))] dt \\ &= \int_0^{T_b} A_c^2 d(t)c^2(t) \cos^2(2\pi f_c t) + \int_0^{T_b} A_c c(t) \cos(2\pi f_c t)n(t) dt\end{aligned}$$

Le signal pseudo-aléatoire $c(t)$ commute entre les valeurs -1 et 1 d'où $c^2(t) = 1, \forall t$

Ainsi, la période T_b , est multiple de la période de la porteuse $\frac{1}{f_c}$:

$$\widehat{d}(t) = \underbrace{\frac{A_c^2}{2} \int_0^{T_b} d(t) dt}_{i_1} + \underbrace{\int_0^{T_b} A_c c(t)n(t) \cos(2\pi f_c t) dt}_{i_2} \quad (1.13)$$

Le signal démodulé comporte deux termes :

- Le premier terme $i_1 = \pm \frac{T_b A_c^2}{2} = \pm E_b$: représente le signal informatif en bande de base.
- Le deuxième terme i_2 : une variable aléatoire pour laquelle il est important de calculer ses paramètres statistiques. En effet sa moyenne est nulle parce que le bruit a une moyenne nulle, et sa variance est calculée en utilisant l'espérance mathématique de i_2^2 comme suit : $E[i_2] = 0$ (1.14)

$$\sigma_{i_2}^2 = E[i_2^2]$$

$$\sigma_{i_2}^2 = \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} [A_c^2 E[n(t_1)n(t_2)]c(t_1)c(t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2)] dt_1 dt_2$$

A partir les caractéristiques statistiques du bruit blanc gaussien et exploitant l'équation (1.9) avec $c(t_1)c(t_2) = c^2(t) = 1$ on aura :

$$\sigma_{i_2}^2 = \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \left[A_c^2 \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2) \cos(2\pi f_c t_1) \cos(2\pi f_c t_2) \right] dt_1 dt_2$$

D'où :

$$\int_0^{T_b} \delta(t_1 - t_2) \cos(2\pi f_c t_1) dt_1 = \cos(2\pi f_c t_2)$$

$$\sigma_{i_2}^2 = A_c^2 \frac{N_0}{2} \int_0^{T_b} \cos^2(2\pi f_c t_2) dt_2 = A_c^2 \frac{N_0 T_b}{4} = \frac{N_0 E_b}{2} \quad (1.15)$$

Finalement, le signal résultant est introduit dans le détecteur pour estimer le bit d'information \hat{a}_k , une information est estimée et les performances de la communication peuvent être déterminées

$$SNR = \frac{i_1^2}{\sigma_{i_2}^2} = \frac{2E_b}{N_0} \quad (1.16)$$

1.4 Les séquences d'étalement

Les séquences d'étalement sont définies comme étant des suites binaires bipolaires périodiques pouvant prendre deux états distincts (-1 ou +1), elles ont une grande influence sur les performances du système de communications. Donc, elles doivent respecter certaines propriétés qui déterminent le choix de la famille des codes à utiliser, comme la longueur, la capacité du multiplexage et plus particulièrement les propriétés d'autocorrélation et d'inter-corrélation [7, 8, 9].

Le premier critère influant sur le choix de séquences est leurs propriétés d'autocorrélation et d'inter-corrélation qui permettent de mesurer la dépendance d'une séquence avec elle-même ou avec une autre séquence. Donc, en premier lieu, nous définissons les fonctions de corrélation et le critère d'orthogonalité qui seront discutés par la suite. Soient les séquences binaires $\{u_n\}$ et $\{v_n\}$, $n \in \mathbb{Z}$ périodiques de période N , la fonction d'inter-corrélation est définie par :

$$R_{uv}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_n v_{n-k} \quad k \in \mathbb{N} \quad (1.17)$$

Et la fonction d'autocorrélation par :

$$R_{uu}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_n u_{n-k} \quad k \in \mathbb{N} \quad (1.18)$$

L'autocorrélation est la corrélation d'une séquence avec elle-même, celle-ci doit présenter un pic à l'origine et nul ailleurs. Tandis que, l'inter-corrélation est la corrélation d'une séquence avec une autre qui devrait idéalement être nul. Ceci est possible seulement pour les séquences orthogonales.

Les séquences habituellement utilisées sont donné dans la Figure :

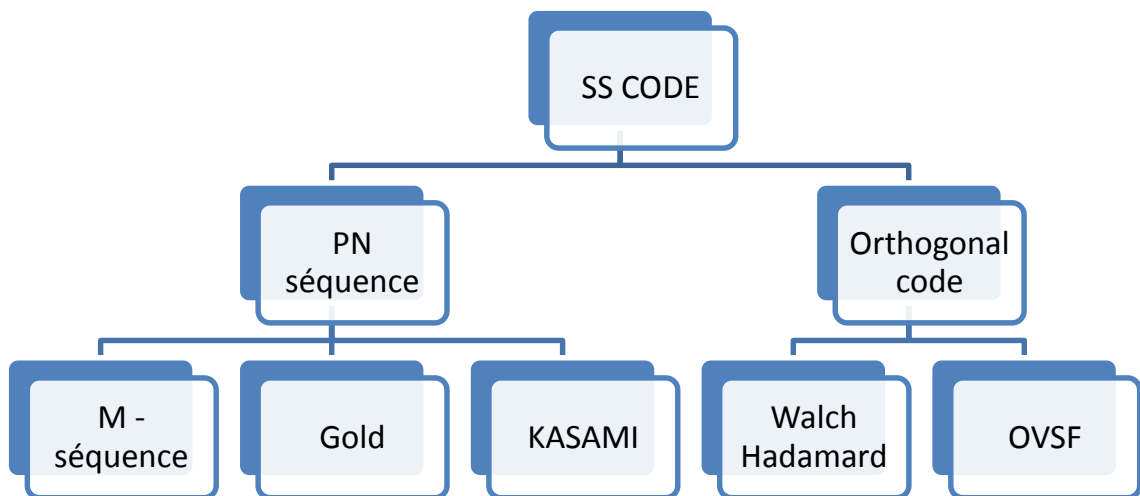


Figure 1.14. Les Différents types de SS-Code

Dans notre travail nous souhaitons d'utiliser PN séquence

1.4.1 Séquences à longueur maximale (m-séquences)

Les m-séquences se caractérisent par leur simplicité de génération et leurs bonnes propriétés d'inter-corrélation et d'autocorrélation. Elles sont générées à l'aide d'un registre à décalage à boucle de rétroaction linéaire, connu sous le nom **LFSR** pour Linear Feedback Shift Register, d'une longueur $N = 2^n - 1$, où n représente le nombre des bascules du registre. Le fonctionnement d'un registre à décalage est le suivant :

Après l'initialisation des différents états des bascules, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en appliquant une combinaison booléenne linéaire des états de certaines bascules définies par un polynôme $p(x)$ de degré n . Ce dernier est nommé polynôme générateur et donné par l'équation (2.15). Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit suivant.

$$p(x) = \sum_{i=0}^n h_i x^i \quad (1.19)$$

Les coefficients du polynôme générateur h_i , appelés les coefficients de connexion du LFSR, prennent la valeur 1 s'il y a la connexion et 0 sinon. Généralement, ils sont donnés sous la forme binaire ou octale qui détermine les bascules impliqués dans la combinaison booléenne. Par exemple, le polynôme $P(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ est représenté avec un vecteur binaire $[1100111] = [67]_8$, comme on peut le représenté directement par le vecteur (0, 1, 2, 4, 5). La **Figure 1.15**.représente le schéma de ce registre.

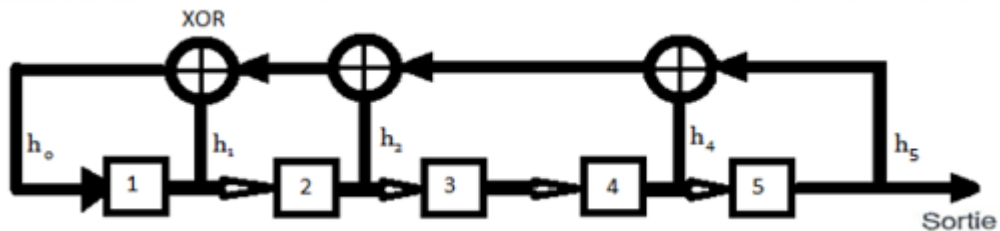


Figure 1.15. Exemple d'un LFSR pour $n = 5$

Propriétés des m-séquences : il résulte de leur définition les propriétés suivantes :

- La période (où la longueur) d'une m-séquence est de $N = 2^n - 1$.
- Toutes séquence issues d'un décalage cyclique d'une m-séquence est aussi une m-séquence.
- L'échantillonnage d'une m-séquence de longueur N par une période l , l entier compris entre 1 et N , donne une séquence de période $N' = \frac{N}{pgcd(N;l)}$

- Elles sont équilibrées (balanced), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que de 0 dans une période complète de N éléments binaires. La probabilité que, à un coup d'horloge quelconque, la sortie du registre à décalage un 1 ou un 0 s'approche de $1/2$ plus la période N de la séquence est longue :

$$p(0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{N} \right) \quad (2.15)$$

$$p(1) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \quad (2.16)$$

- L'inter-corrélation de deux m-séquences $\{u_n\}$ et $\{v_n\}$ de longueur $N = 127$ et générées successivement par les polynômes $p_1(x) = x^7 + x^3 + 1$ et

$p_2(x) = x^7 + x^6 + x^5 + x^2 + 1$), les m-séquences présentent des pics d'inter-corrélation qui peuvent prendre des valeurs élevées par rapport au maximum de l'autocorrélation (Le pic d'inter-corrélation atteint la valeur de 40 en valeur absolu), ce qui serait incompatible pour les besoins du multiplexage dans les systèmes de télécommunications à accès multiple.

Il est possible de trouver des couples de m-séquences u_n, v_n ayant des bonnes propriétés d'inter-corrélation (faible inter-corrélation). Ces couples sont appelés paires préférés (il existe un tableau dans l'annexe A qui montre une liste des paires préférés pour différente longueur des séquences à longueur maximal) et vérifient la propriété suivante :

– u_n, v_n sont des séquences maximales générées par des polynômes de degré

n

L'inter-corrélation des deux séquences $R_{uv}(k)$ est donnée par :

$$R_{uv}(k) = \begin{cases} -t(n) \\ -1 \\ t(n) \end{cases} \quad (1.20)$$

avec :

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & \text{si } n \text{ est impair} \\ 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & \text{si } n \text{ est pair} \end{cases} \quad (1.21)$$

Par exemple l'inter-corrélation de deux séquences d'une paire préférée pour $m = 7$, elle prend les 3 valeurs suivantes :

$$R_{uv}(k) = \begin{cases} -17 \\ -1 \\ 17 \end{cases}$$

Les m -séquences possèdent de bonnes propriétés d'autocorrélation. Pour une longueur suffisamment grande la fonction d'autocorrélation est similaire à celle de bruit blanc. Par contre, les m -séquences ne possèdent pas de bonnes propriétés d'inter-corrélation puisqu'ils présentent des valeurs élevées pour certaines séquences. La **Figure 1.16** illustre la fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale

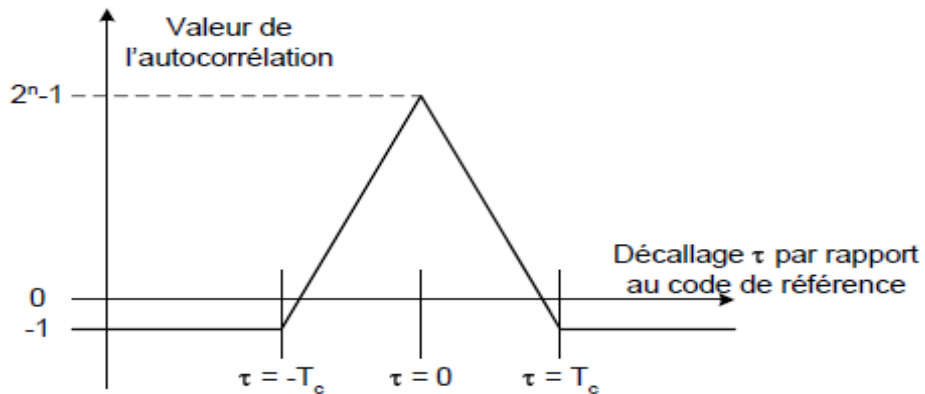


Figure 1.16. Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale

1.4.2 Séquences de Gold

Les séquences de Gold, sont nommés du nom de leur fondateur Robert Gold [10, 11], possèdent une fonction d'inter-corrélation uniforme et bornée, ne peut prendre que 3 valeurs (pic d'inter-corrélation) de l'ensemble $\{1, -t(n), t(n) - 2\}$ avec un maximum

qui vaut $t(n)$. Ces séquences sont générées à partir d'une paire préférée de m-séquences de longueur N et additionnée modulo 2, la séquence résultante est toujours de longueur N .

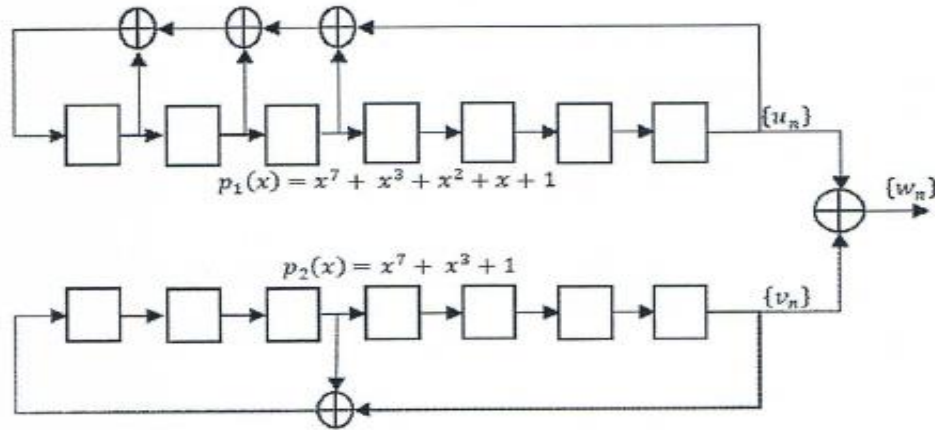


Figure 1.17. Exemple de génération de séquences de Gold.

Figure 1.17 montre un montage utilisant deux *LFSRS* à 7 bascules (deux m-séquences $\{u_n\}$ et $\{v_n\}$ de longueur $N = 127$ formant une paire préférée de polynômes

$p_1(x) = x^7 + x^6 + x^5 + x^2 + 1$ et $p_2(x) = x^7 + x^5 + 1$) pour générer la séquence de *Gold* $\{w_n\}$ avec $w_n = u_n \oplus v_n$. Il est donc possible de générer $G(u_n, v_n)$, donné par l'équation (2.19), de $N + 2$ séquences comprenant la paire préférée ainsi que les N séquences générées à partir de l'addition d'une m-séquence u_n avec les N permutations circulaires de v_n

$$G(u_n, v_n) = \{u_n, v_n, u_n \oplus T^k v_n\} \quad (1.22)$$

Où $k = 0, \dots, N - 1$ et $T^k v_n$ représente un décalage circulaire de k éléments de la séquence v_n .

La séquence de Gold peut être utilisée quand beaucoup m-séquence sont exigés comme dans un système de communication sans fil *CDMA*. Un générateur de séquences de Gold produit deux ordres de n ayant la même longueur et le taux, et exécute un modulo-2, l'addition de ces deux m-séquence pour obtenir un troisième m-séquence du même la longueur qui est différente, c'est-à-dire, une séquence avec une

différente distribution de zéros. La **Figure 1.17** est un diagramme d'un générateur de séquences de Gold.

Exemple2 : dans cette exemple on a deux générateurs de *LFSR* de $n = 5$, chacun étant configuré pour produire un m-séquence. La deuxième m-séquences produits par le 2^{ème} *LFSR* générateurs sont montrés ci-dessous aussi bien que le résultat du modulo-2

$$\begin{array}{r}
 \oplus \quad m - \text{sequence1} \quad 1000010101110110001111100110100 \\
 \quad \quad m - \text{sequence2} \quad 1000011001001111101110001010110 \quad (\text{no delay}) \\
 \hline
 \text{modulo} - 2 \text{ add:} \quad 0000001100111001100001101100010
 \end{array}$$

Le résultat de l'addition modulo-2 est m-séquence de 31 bits. C'est-à-dire, un m-séquence de longueur maximum. Pourtant, la distribution d'entre 1 et 0 diffère de la distribution observée dans les deux m-séquences. Laissez maintenant voient ce qui arrive quand m-séquence 2 est retardé 1 position binaire ou 2 positions avant l'addition modulo-2. Le résultat est un nouvelle m-séquence, qui est montré ci-dessous :

$$\begin{array}{r}
 \oplus \quad m - \text{sequence1} \quad 1000010101110110001111100110100 \\
 \quad \quad m - \text{sequence2} \quad 0100001100100111110111000101011 \quad (1 \text{ bit delay}) \\
 \hline
 \text{modulo} - 2 \text{ add:} \quad 1100011000010001111000100011111
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 \oplus \quad m - \text{sequence1} \quad 1000010101110110001111100110100 \\
 \quad \quad m - \text{sequence2} \quad 1010000110010011111011100010101 \quad (2 \text{ bit delay}) \\
 \hline
 \text{modulo} - 2 \text{ add:} \quad 0010010011100101110100000100001
 \end{array}$$

La susdite démonstration peut être prolongée à toutes les autres valeurs de nombre entier possibles du retard qui peut être utilisé avec ces deux m-séquence. C'est-à-dire, les valeurs de retard de 3 bits à 30 bits. Pour chaque valeur de retard possible. L'addition modulo-2 des deux m-séquence est un code séquence de longueur maximum qui diffère des deux m-séquence et n'importe lequel des codes séquences

qui peuvent être obtenus par l'addition de modulo-2 des m-séquence en utilisant tout l'autre retard possible valeur. Le nombre total de code de longueur maximum valeurs.

Les séquences qui peuvent être produits sont 33. Cela correspond aux deux m-séquence plus les 31 autres ordres de longueur maximum provenant l'addition modulo-2 des deux m-séquence en utilisant tout le retard possible (les valeurs 0 bit à 30 bits). Le nombre de m-séquence de longueur maximum que n'importe quel générateur de séquences de Gold du type montré par exemple dans le **Figure 1.17** peut produire est égal à $2^n + 1$. Donc le nombre de longueur maximum d'une séquence qu'un générateur de séquences de Gold peut produire toujours beaucoup plus haut que le nombre maximum de les m-séquence quel un générateur *LFSR* simple en utilisant un shift register avec le même le nombre n comme le shift les registres utilisés dans le générateur de séquences de Gold peuvent produire. Par exemple, le nombre de longueur maximum code des ordres pour a Le générateur de séquences de Gold en utilisant $n = 7$ les registres à décalage est 129 alors que le maximum nombre de m-séquence disponibles pour un générateur de *LFSR* de même n est 18.

Les séquences de Gold sont des familles de codes qui possèdent de meilleures performances que les séquences binaires à longueur maximale et ceci en terme d'inter-corrélation.

1.5 Conclusion

Ce chapitre traite de l'ensemble des techniques d'accès multiple applicables au domaine des Communications numériques sur radiofréquences. Différentes méthodes de multiplexages ont fait leur apparition. L'objectif est partager ces ressource entre un certain nombre d'utilisateurs. Il existe trois grandes techniques classiques permettant de gérer l'accès multiple : TDMA, FDMA, CDMA.

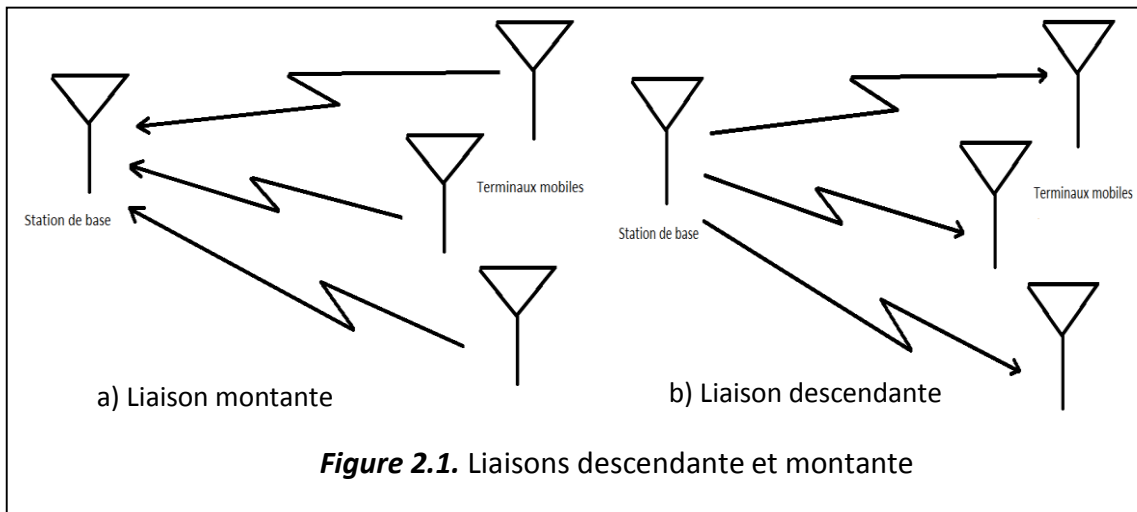
Ensuite, nous avons illustré le principe et l'importance d'étalement de spectre CDMA dans les communications et donner quelque type des codes d'étalement, Nous décrivons les structures de systèmes de communications DSSS (émetteur, canal et récepteur).

Chapitre 2 Modélisation du système DS-CDMA et la détection multi-utilisateurs

2.1 Introduction

La modélisation d'un système CDMA dans le cas d'une liaison descendante ou dans celui d'une liaison montante n'est pas la même, comme c'est illustré dans la **Figure 2.1** en liaisons descendants (de la station de base vers les terminaux mobiles), les signaux sont transmis simultanément vers les différents terminaux mobiles, et chaque récepteur doit démoduler seulement le signal qui lui est destiné. Par contre en liaison montante (nombreux émetteurs et un seul récepteur), les utilisateurs peuvent transmettre de façon complètement asynchrone, où il existe des décalages temporels entre les utilisateurs. La différence des performances du système DS-SS dans les deux cas : liaison montante et une liaison descendante, réside dans le fait que dans la liaison descendante tous les signaux émis sont généralement synchrones, elles proviennent du même émetteur, et le signal de l'utilisateur désiré et les signaux d'interférence passent à la fois sur le même canal avant d'atteindre le récepteur souhaité. Dans cette section, un modèle DS-CDMA de la liaison montante comportant K utilisateurs transmettant leurs messages simultanément est considéré ou, tout du moins, avec un décalage temporel multiple de la durée d'un bit T_1 , (un arrangement similaire peut également être fait pour étudier les utilisateurs asynchrones).

2.2 Modélisation du système DS- CDMA



La structure du système est représentée sur la **Figure 2.2**. Le système se compose d'un module émetteur, d'un canal de communication et d'un module de réception :

2.2.1 Emetteur

Le module émetteur se compose d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires, un modulateur et un multiplicateur. Dans cette structure, les bits d'information d_k provenant de l'utilisateur k sont étalés par une séquence pseudo-aléatoire c_k . Puis le signal est module en *BPSK*, le signal transmis du $k^{\text{ième}}$ utilisateur est alors donné par :

$$S_k(t) = A_k C_k(t) d_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (2.1)$$

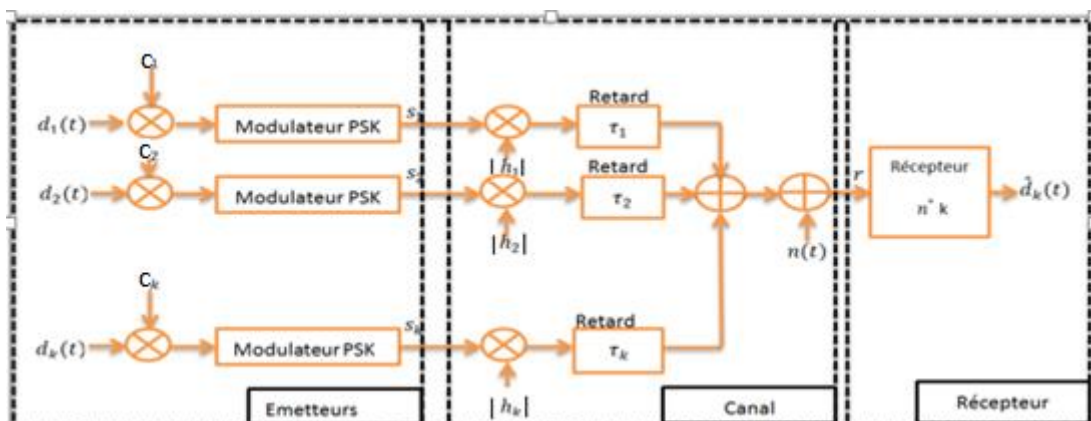


Figure 2.2. Système de communication DS-CDMA

- w_c est la fréquence porteuse, A_k et θ_k représentent l'amplitude et la phase du $k^{ième}$ utilisateur.
- $d_k(t)$ est un signal NRZ bipolaire de période $T_b |h_1|$

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d_i^{(k)} P_{T_b}(t - iT_b) \quad (2.2)$$

Où $d_k(t)$ prend des valeurs de l'ensemble $\{\pm 1\}$, $P_{T_b}(t)$ est une forme d'onde rectangulaire de durée T_b .

- $C_k(t)$ est un signal NRZ bipolaire de période T_c résultant d'un facteur d'étalement $S: T_c = \frac{T_b}{S}$

$$C_k(t) = \sum_{i=1}^S C_i^{(k)} P_c(t - iT_c) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.3)$$

Où $C_k(t) = \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \right\}$, $P_c(t)$ est une forme d'onde rectangulaire de durée T_c .

2.2.2 Canal de transmission

Chaque signal est transmis dans un canal à trajets multiples. Chaque canal comportant L trajets, le récepteur reçoit L répliques du signal émis provenant de diverses directions avec des retards, des atténuations et des déphasages. Ces trajets sont engendrés par la réflexion et la diffraction de l'onde électromagnétique, causées par la présence d'obstacles sur le milieu de propagation de l'onde émise entre le récepteur et l'émetteur. La technique utilisée pour contrer les effets de tels canaux sur les signaux émis sera abordée dans la section (3.5). Ce modèle de canal est largement utilisé dans la modélisation et dans les études de performances des systèmes DS-CDMA [12, 13, 14]. La réponse impulsionnelle du canal $h_k(t)$, pour le signal émis du $k^{ième}$ utilisateur est donnée par :

$$h_k(t, \tau) = \sum_{l=1}^L |h_{l,\tau}^{(k)}(t)| e^{j\phi_l(t)} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (2.4)$$

Où : $|h_l(t)|$ représente l'atténuation du $l^{ième}$ trajet et sont des variables aléatoires distribuées suivant la loi de Rayleigh, $\phi_l(t)$ représente la phase du $l^{ième}$ trajet suit une loi uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi[$ et τ_l représente le retard du $l^{ième}$ trajet. Ces

hypothèses sont liées à la description d'un environnement multi-trajets par Turin dans [15].

N.B :

Pour modéliser le canal avec une présentation mathématique conforme à la réalité, il convient d'identifier tous les phénomènes physiques influant durant le parcours de l'onde. Pour cela, il est important de connaître les différents paramètres influant sur le comportement du canal à savoir l'étalement temporel et l'effet Doppler [16].

2.3 Réception

Tout d'abord, nous faisons ici un modèle en bande de base pour décrire le signal reçu $r(t)$, qui représente la somme des signaux provenant de k utilisateurs, nous supposons aussi que les k utilisateurs sont synchrones. Le signal $r(t)$ à l'entrée de la réception peut être exposé sous la forme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K S_k(t) * h_k(t) + n(t) \quad (2.5)$$

Si on développe l'équation (3.8) on obtient :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} C_k(t - \tau_l) d_k(t - \tau_l) + n(t) \quad (2.6)$$

2.4 Détection multi-utilisateurs pour les systèmes DS-CDMA

Le CDMA est une technique d'accès multiple intrinsèquement affectée par les *IAM*. En principe, l'orthogonalité entre les séquences d'étalement permet une détection optimale dans les systèmes synchrones. Néanmoins, dans le cas d'un système asynchrone où dans une transmission sur un canal à trajets multiples cette contrainte d'orthogonalité, pour tous les décalages et pour tous les utilisateurs, est impossible à satisfaire. C'est pourquoi il y aura toujours des résidus non nuls de l'inter-corrélation provoquant des interférences en réception quoiqu'on fasse au niveau de la conception des séquences d'étalement. En effet, le désétalement permet de reconstituer l'information transmise de l'utilisateur désiré mais en contrepartie une augmentation

importante de l'interférence due à l'interaction avec les séquences assignées aux différents utilisateurs. Or le détecteur mono-utilisateur ne tient pas compte des interférences entre utilisateurs, donc la détection conventionnelle devient très peu fiable. Pour faire face à ces interférences une nouvelle classe de détecteur a été mise au point qui sont les détecteurs multi-utilisateurs (MuD). Cette dernière consiste à utiliser les informations des autres utilisateurs pour mieux détecter l'information émise par chaque utilisateur. Les performances atteintes avec ces détecteurs sont meilleures que celles des détecteurs mono-utilisateur. Dans ce qui suit nous considérerons, en premier lieu, les détecteurs mono-utilisateur pour mieux comprendre le principe des détecteurs multi-utilisateurs. Cette section se veut donc un bref rappel sur la détection dans le système DS-CDMA. Sphériquement nous allons présenter : le détecteur conventionnel mono-utilisateur à. savoir le détecteur conventionnel.

2.4.1 Les détecteurs mono-utilisateurs

Dans cette partie, nous montrons en premier lieu la structure du récepteur mono-utilisateur, dit détecteur conventionnel, pour un environnement *AWGN* synchrone, ce détecteur s'intéresse uniquement au signal de l'utilisateur d'intérêt exploitant l'orthogonalité entre les signaux des usagers actifs pour éliminer les interférences d'accès multiples.

2.3.1.1 Le détecteur conventionnel

Le détecteur conventionnel est le récepteur à filtre adapté. Il se comporte comme si chaque utilisateur est seul sur le canal. Ce récepteur est optimal au sens de *TEB* lorsque les signatures des utilisateurs sont parfaitement orthogonales et se propagent dans un environnement *AWGN*.

La **Figure 2.3** suivante représente la structure de ce récepteur :

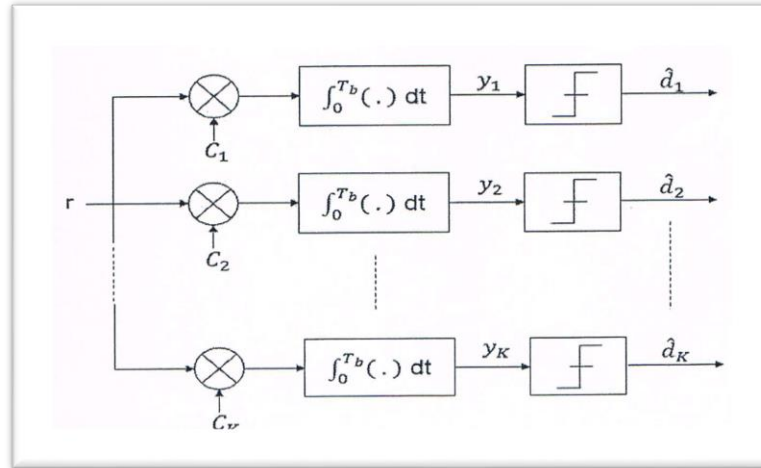


Figure 2.3. Structure du récepteur DS-SS conventionnel.

Le signal à la sortie du corrélateur du i^{eme} utilisateur est donné par :

$$y_i = \int_0^{T_b} r(t)C_i(t)dt \quad (2.7)$$

Si on remplace $r(t)$ par l'équation (2.7) on obtient :

$$\begin{aligned} y_i &= A_i \sum_{l=1}^L h_l^{(i)} \int_0^{T_b} [C_i(t)C_i(t - T_l)d_i(t - T_l)]dt \\ &+ \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} \int_0^{T_b} [C_i(t)C_i(t - T_l)d_i(-T_l)]dt \\ &+ \int_0^{T_b} n(t)C_i(t)dt \end{aligned} \quad (2.8)$$

Si le modèle du canal considère qu'il existe un trajet directe, c'est à dire $T_1 = 0$, et en

Combinant les équations (2.8) et (2.2) on obtient (la démonstration est disponible en annexe B.1) :

$$\begin{aligned}
y_i = & A_i h_1^{(i)} d_0^{(i)} + A_i \sum_{i=2}^L h_i^{(i)} \left[d_{-1}^{(i)} R_{i,i}^+(T_l) + d_0^{(i)} R_{i,i}^-(T_l) \right] \\
& + \sum_{k=1, k \neq i}^k \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} \left[d_{-1}^{(k)} R_{i,k}^+ + d_0^{(k)} R_{i,k}^-(T_l) \right] \\
& + \int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt \quad (2.9)
\end{aligned}$$

Où d_0 représente le bit d'information actuellement reçu et d_{-1} est le bit transmit précédemment, qui, en raison du retard de propagation des répliques du signal transmis dû au canal, affecte la détection de d_0 . Et les termes $R_{i,k}^+$ et $R_{i,k}^-$ définis ci-dessous s'interprètent comme étant les fonctions de corrélations partielles du code de l'utilisateur désiré $C_i(t)$, régénéré au niveau de récepteur avec sa version retardée $c_i(t - T_l)$ et celui de l'utilisateur k $c_k(t - T_l)$.

$$R_{i,k}^+(T_l) = \int_0^{T_l} C_i(t) C_k(t - T_l) dt \quad (2.10)$$

$$R_{i,k}^-(T_l) = \int_{T_l}^{T_b} C_i(t) C_k(t - T_l) dt \quad (2.11)$$

En analysant l'équation (2.9), nous voyons qu'il est possible de séparer les termes qui contribuent au signal désiré et les termes qui interfèrent avec ce signal.

$$\begin{aligned}
y_i = & d_0^{(i)} \left[A_i h_1^{(i)} + A_i \sum_{i=1}^L h_i^{(i)} R_{i,i}^-(T_l) \right] + A_i \sum_{i=2}^L h_i^{(i)} d_{-1}^{(i)} R_{i,i}^+(T_l) \\
& + \sum_{k=1, k \neq i}^k \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} \left[d_{-1}^{(k)} R_{i,k}^+ + d_0^{(k)} R_{i,k}^-(T_l) \right] \\
& + \int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt \quad (2.12)
\end{aligned}$$

Nous remarquons que le signal y_i présent à la sortie du filtre adapté du $i^{\text{ème}}$ utilisateur, sur lequel la décision va être prise, se compose de quatre composantes indépendantes :

$$y_i = \bar{d}_i + IIS_i + IAM_i + \hat{n}_i \quad (2.13)$$

Avec :

$$\bar{d}_i = d_0^{(i)} \left[A_i h_1^{(i)} + A_i \sum_{i=1}^L h_l^{(i)} R_{i,i}^-(T_l) \right] \quad (2.14)$$

$$IIS_i = A_i \sum_{i=2}^L h_l^{(i)} d_{-1}^{(i)} R_{i,i}^+(T_l) \quad (2.15)$$

$$IAM_i = \sum_{k=1, k \neq i}^k \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} \left[d_{-1}^{(k)} R_{i,k}^+ + d_0^{(k)} R_{i,k}^-(T_l) \right] \quad (2.16)$$

$$\hat{n}_i = \int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt \quad (2.17)$$

Les composantes de l'équation (2.13) s'interprètent comme suit :

- _ La première composante \bar{d}_i représente l'information sur le bit actuellement reçu de l'utilisateur désiré
- _ IIS_i : cette composante provient du fait que le canal est caractérisé par des trajets multiples, ce qui signifie que la même information peut être reçue plusieurs fois par le récepteur. Cette superposition des informations entraîne une distorsion du signal, qu'on appelle interférence inter symbole, et affecte la prise de décision.
- _ IAM_i : représente l'interférence multi-utilisateurs, ce signal perturbe également la prise de décision. Elle dépend essentiellement de la fonction d'inter-corrélation entre les différentes séquences d'étalement et éventuellement du nombre d'utilisateurs actifs. Clairement, plus le nombre d'utilisateurs actifs augmente plus le terme d'interférences d'accès multiples est importante. Cette contrainte va avoir un impact

significatif sur les performances du corrélateur, pour un canal multi-trajets, quoiqu'on fasse au Cependant, même si le système considéré est synchrone et les séquences d'étalement sont parfaitement orthogonales niveau de la conception des codes d'étalement [17, 18, 19,20]. ***l'IAM*** a été approximée selon une loi gaussienne, elle est souvent de moyenne nulle et de variance largement traitée et détaillée dans les travaux cités précédemment.

- \hat{n}_i : provient du bruit blanc gaussien additif, c'est une variable gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_{\hat{n}_i} = \frac{N_0}{2}$ (démontré en annexe B.2).

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné deux parties d'études, le premier une description de modèle étudié dans notre projet concernant l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur, la deuxième basé sur la présentation des types de détection des utilisateurs pour le récepteur .Ensuite on a donné les expressions analytique de l'IIS et l'IMA sous des hypothèses pour le modèle de l'émetteur ,du récepteur et du canal de propagation.

Chapitre 3 Etude de performances de système

DS-CDMA

3.1 Introduction

Tout système de communication numérique de transport de la voix, de l'image ou de quelques données sous forme de bits on peut montrer les différents blocs constituant la chaîne de transmission numérique. La source fournit de l'information sous forme de symboles. Ce système relie par l'intermédiaire d'un canal une source de données à un utilisateur. Le canal peut être un câble coaxial, une liaison radioélectrique, une fibre optique ou un support d'enregistrement comme la bande magnétique. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique, peut se décomposer en trois blocs : l'émetteur, le milieu de transmission, et le récepteur. Pour transmettre l'information, l'émetteur a pour fonction d'associer au message numérique une grandeur physique en veillant à adapter celle-ci au milieu de transmission. Le récepteur réalise l'opération inverse en reconstituant le message émis par la source à partir du signal reçu. Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur [21].

3.2 Présentation de l'outil

Des études et simulation sous MATLAB d'une chaîne de transmission DS-CDMA (émetteur/canal/récepteur) ont été effectuées.

Nous avons :

- i. Simulé une chaîne de transmission (émetteur/canal/récepteur) d'un système CDMA à deux utilisateurs avec Modulateurs BPSK.
- ii. Développé des routines MATLAB que nous avons intégrées à l'application SIMULINK (Simulink Reference & Communication block-set).
- iii. Implémenté une interface graphique facile à utiliser pour un novice de ce logiciel de simulation.
- iv. Montré les différentes étapes des changements de la forme du signal lors de toute la chaîne de transmission à l'aide des scopes.
- v. Donné un aperçu des performances.

Le système utilisé s'agit d'un modèle simple du système de transmission DS-CDMA, le point départ est une information binaire étalée par une séquence d'étalement (séquence PN) puis une modulation *BPSK* assure ensuite la mise en forme et l'adaptation des signaux au canal. Ces signaux sont transmis par un canal à propriété variable, et ils parviennent au récepteur sous forme bruitée. Le récepteur est constitué d'un démodulateur de signaux et d'un détecteur mono-utilisateur pour récupérer l'information.

Dans une chaîne de transmission numérique, le **SNR** (TEB) ou le (BER en anglais) est l'un des critères d'évaluation et de comparaison des performances des systèmes de communication. Il donne beaucoup d'informations sur la qualité du signal reçu et surtout indique le niveau d'atténuation de la puissance de ce dernier. Il est le rapport entre le nombre des bits reçus erronés et le nombre de bits transmis pendant un intervalle de temps. Les erreurs peuvent être dues au bruit dans le canal ou aux interférences.

Les résultats présentés sont obtenus par des simulations numériques selon la méthode de Monte-Carlo en comptant le nombre d'erreurs à la sortie du récepteur. La démarche de la méthode est la suivante :

- Dans l'émetteur, les bits à transmettre seront groupés par paquet, les bits du paquet sont générés aléatoirement ;
- Ensuite, les bits sont encodés à l'aide d'un codage DS-SS pour former le signal transmis, le codage consiste tout simplement à une multiplication par la séquence d'étalement ;
- dans le canal de transmission, les données subiront perturbation le bruit additif du canal.
- Le récepteur considéré est utilisé pour recevoir le signal.
- Le paquet estimé à la sortie du récepteur est comparé au paquet transmis afin de compter les erreurs pour estimer le taux d'erreur binaire.

On répète les étapes précédentes pour chaque paquet pour 10 valeurs du SNR testées.

3.3 Construction du modèle DSSS :

Pour construire le modèle, on suit ces étapes :

1. Faites glisser les blocs suivants à partir du "the Simulink Library Browser" dans "the model window", et connectez-les comme indiqué sur la **Figure 3.2** :

- "Random integer generator", à partir de "the data sources sublibrary" de "comm sources library (communication blockset)".
- "Unipolar to bipolar convert", à partir de "the utility blocks sublibrary" de "the communication blockset library"
- "PN sequence generator", à partir de "the sequence generators sublibrary" de "comm sources library (communication blockset)".

- "Product", à partir de "the math operations sublibrary" de "the simulink library".
- "Bipolar to unipolar converter", à partir de "the utility blocks sublibrary" de "the communication blockset library".
- "BPSK Modulator" et "Demodulator Baseband", à partir de "PM in the Digital Baseband Modulation sublibrary" de "the Modulation library (communication blockset)".
- "AWGN Channel", à partir de "the channels (communication blockset)".
- "Integrate" et "dump", à partir de "the comm filters sublibrary" de "the communication blockset library".
- "Sign", à partir de "the math operations sublibrary" de "the simulink library".
- "Error rate calculation" à partir de "the comm sinks library (communication blockset)".
- "Display" à partir de "the sources sublibrary" de "the simulink library".

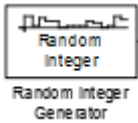
3.4 SIMULATION D'UN SYSTEME DS-CDMA « en sens montant » PAR LE SIMULINK

Nous avons implémenté notre modèle par l'utilisation du SIMULINK qui est défini comme un programme additionnel à MATLAB pour la simulation de systèmes dynamiques. Le contrôle et la modélisation de systèmes deviennent plus aisés ; les fonctions de transfert sont écrites sous forme des blocs et les liaisons sont réalisées par des arcs orientés.

Les différents types de signaux peuvent être générés et visualisés à l'aide d'instruments virtuels. Un modèle construit à l'aide d'un assemblage de blocs élémentaires peut être encapsulé. Il peut alors enrichir la bibliothèque disponible sous SIMULINK. A chaque simulation d'un système, SIMULINK crée un fichier fonction, dit fonction S. cette fonction peut être appelée sous MATLAB. En outre, il contient un Blockset muni des blocs CDMA permettent de faciliter la simulation [21].

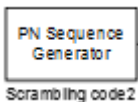
Dans ce projet nous avons utilisé les blocs du SIMULINK suivants :

- **Random Integer Generateur :**



Le générateur d'information permet de générer un signal aléatoire pour chaque utilisateur

- **PN sequence generator :**



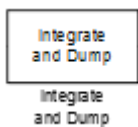
Le bloc PN sequence generator génère une séquence de pseudo-aléatoire des Nombres binaire. Une séquence de pseudo-bruit peut être utilisé dans un embrouilleur pseudo-aléatoire, et décrypteur. Il peut également être utilisé dans un système à spectre étalé à séquence directe. Le bloc Generateur sequence PN utilise le "PN Sequence Generator" de simulink, dans ce bloc il faut mettre la valeur des coefficients du polynôme generateur de la sequence PN.

- **Unipolar to Bipolar Converter :**



Le bloc Unipolar to Bipolar Converter : convertir le signal d'entrée unipolaire à un signal bipolaire de sortie. Si l'entrée se compose d'entiers compris entre 0 et $M-1$, où M est la Marie paramètre de nombre, alors la sortie est constituée de nombres entiers compris entre " $-(M - 1)$ " et " $M - 1$ ".

- **Integrate and Dump**



Le bloc Integrate and Dump crée une somme cumulative à temps discret de signal de l'entrée, permettant le repérage de valeurs maximales étant donné que c'est un additionneur-accumulateur (en veillant au temps d'accumulation égal à la période du générateur des nombres aléatoires) par des codes d'étalement qui sont dans le bloc PN sequence generator.

- **Sign :**



Le bloc de signe indique le signe de l'entrée : La sortie est 1 lorsque l'entrée est supérieur à zéro. La sortie est à 0 lorsque l'entrée est égale à zéro. La sortie est -1 lorsque l'entrée est inférieure à zéro.

- **BPSK Modulator Baseband et BPSK Demodulator Baseband**



Ces deux blocs permettent de faire pour les signaux à l'émission et la réception une modulation et démodulation BPSK respectivement.

3.4.1 Réglage des paramètres dans le modèle simulé :

Pour définir les paramètres dans le modèle de code de convolution, faire ce qui suit :

1. Double-clic sur le bloc random integer generator et les faire les modifications suivantes :

- Régler **M-ary** nombre à 2.
- Régler **sample time** à 1/1000.

2. Double-clic sur le bloc PN sequence generator et faire les modifications suivantes aux paramètres par défaut dans la boîte de dialogue du bloc :

- Définir **sample time** à 1/30000.

3. Double-cliquez sur le bloc Unipolar to bipolar converter et faire les modifications suivantes aux paramètres par défaut dans la boîte de dialogue du bloc:

- Réglez **M-ary** nombre à 2.

4. Double-clic sur le bloc bipolar to unipolar converter et faire les modifications suivantes :

- Réglez **M-ary** nombre à 2.

5. Double-clic sur le bloc AWGN Channel et faire les modifications suivantes :

- Réglez **Eb/No** à 10.
- Réglez **Symbol period** à 1/1000.

6. Double-clic sur le bloc Integrate and Dump et faire les modifications suivantes :

- Réglez **integration period** à 30.

7. Double-clic sur le bloc error rate calculation et faire les modifications suivantes :

- Réglez **receive delay** nombre à 1.

3.4.2 Résultats et interprétations

Les résultats obtenus sont organisés de la manière suivante :

i) Partie de visualisation

Dans la partie de visualisation, nous avons utilisé des scopes temporels existant déjà dans la bibliothèque du SIMULINK pour suivre le processus des signaux dans différents points de système. Cette partie contient La visualisation temporelle :

_ Visualisation temporelle de signaux d'utilisateurs avant l'étalement

_ Visualisation de l'opération d'étalement.

_ Visualisation temporelle de signaux d'utilisateurs récupérés

ii) Partie d'évaluation les performances du système

Dans cette partie nous avons évalué les performances du système en utilisant le compteur d'erreur BER (bit error rate) qui compare les données de réception à celles d'émission et affiche le taux d'erreur entre les deux signaux. Les essais ont été faits pour le cas suivants :

_ Variation de BER en fonction du SNR

Avant la visualisation et l'évaluation, le Schéma de base d'un système DS-CDMA dans le sens montant est comme suivant :

Nous avons utilisé les blocs du SIMULINK suivants :

- La partie d'émission contient Le générateur d'information
- Le canal
- La partie de réception

Ces parties sont montrées dans la figure 3.2.

la simulation de système DS-CDMA

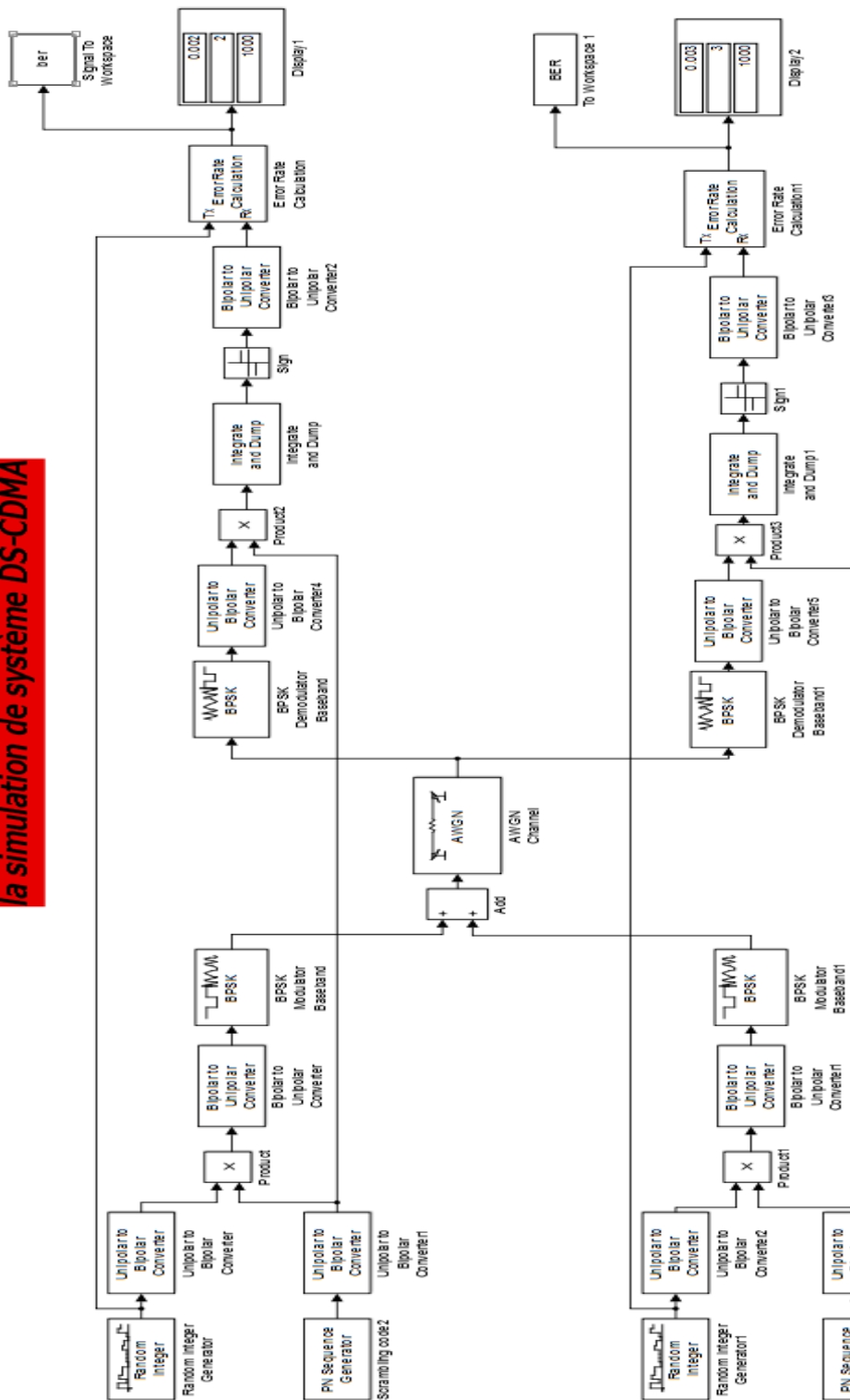


Figure 3.2. le Schéma de la simulation sur MATLAB d'un système DS-CDMA

3.4.2.1 Partie de visualisation

A.1 LA VISUALISATION TEMPORELLE

- Visualisation temporelle de signaux d'utilisateurs dans les figures suivantes :

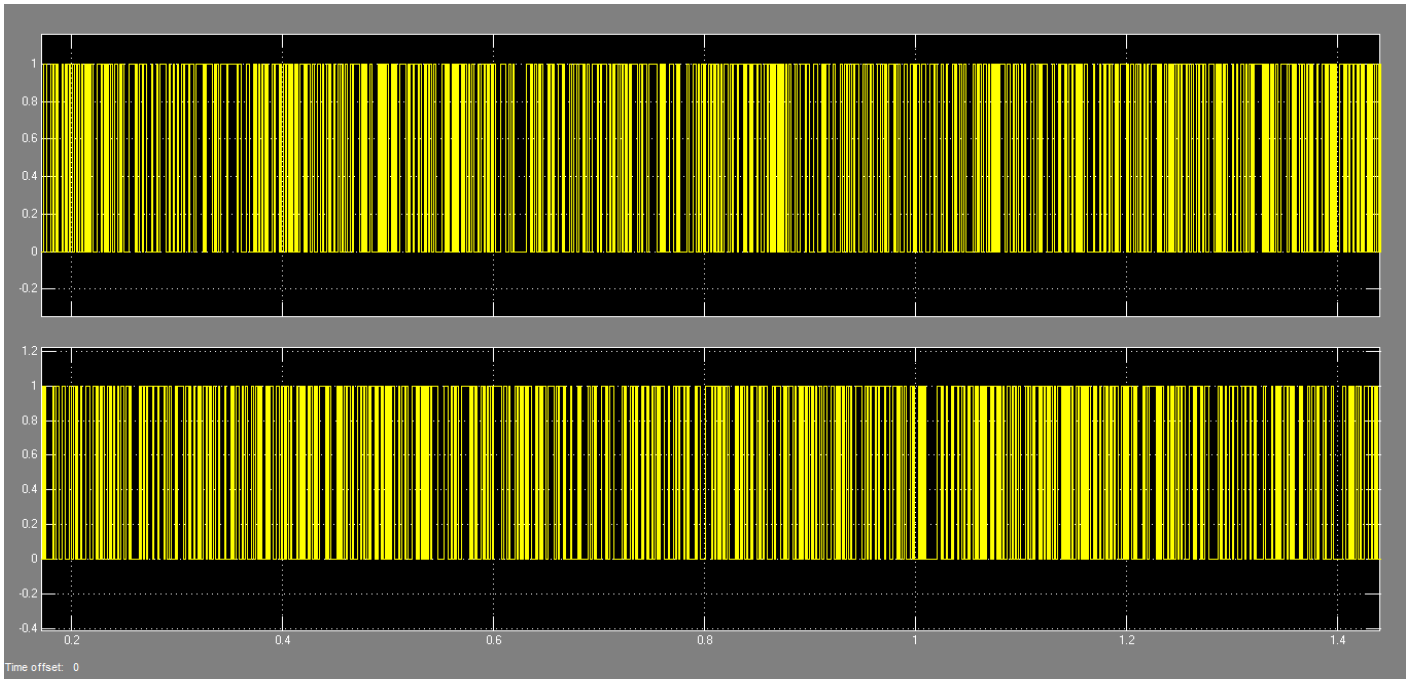


Figure 3.3. les signaux des utilisateurs

Les signaux émis par des différents utilisateurs sont de type numérique unipolaire.

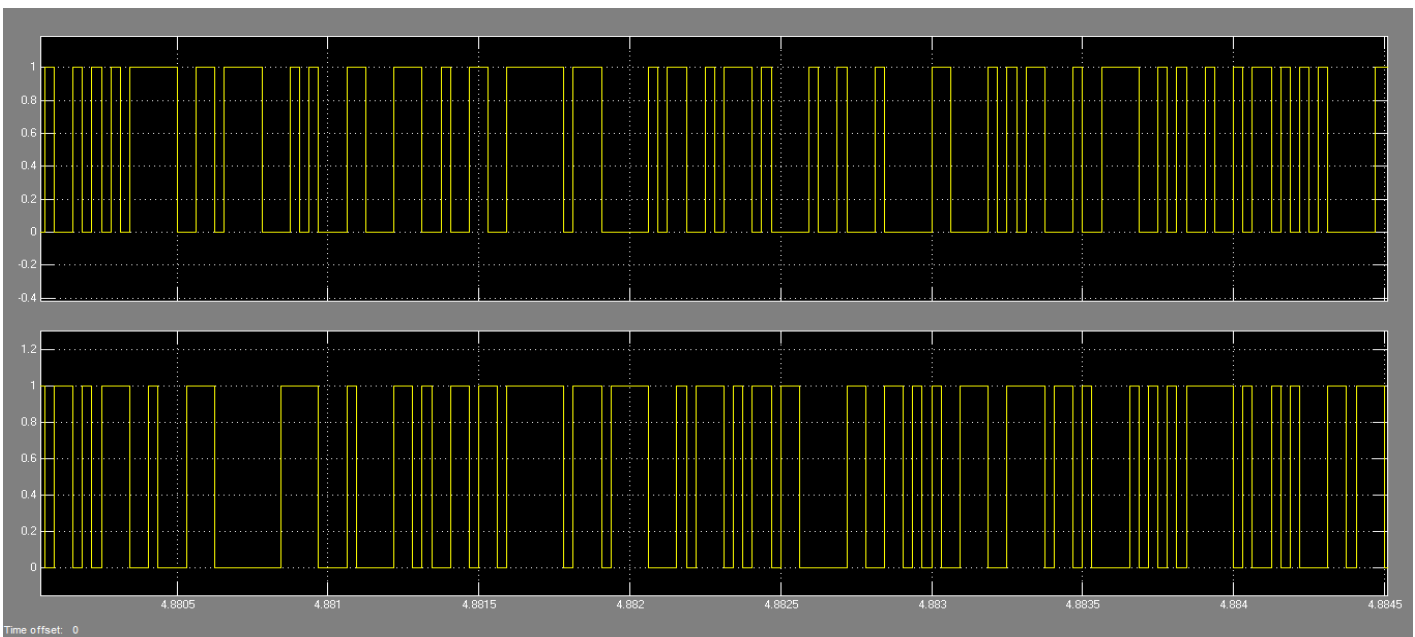


Figure 3.4. l'opération d'étalement

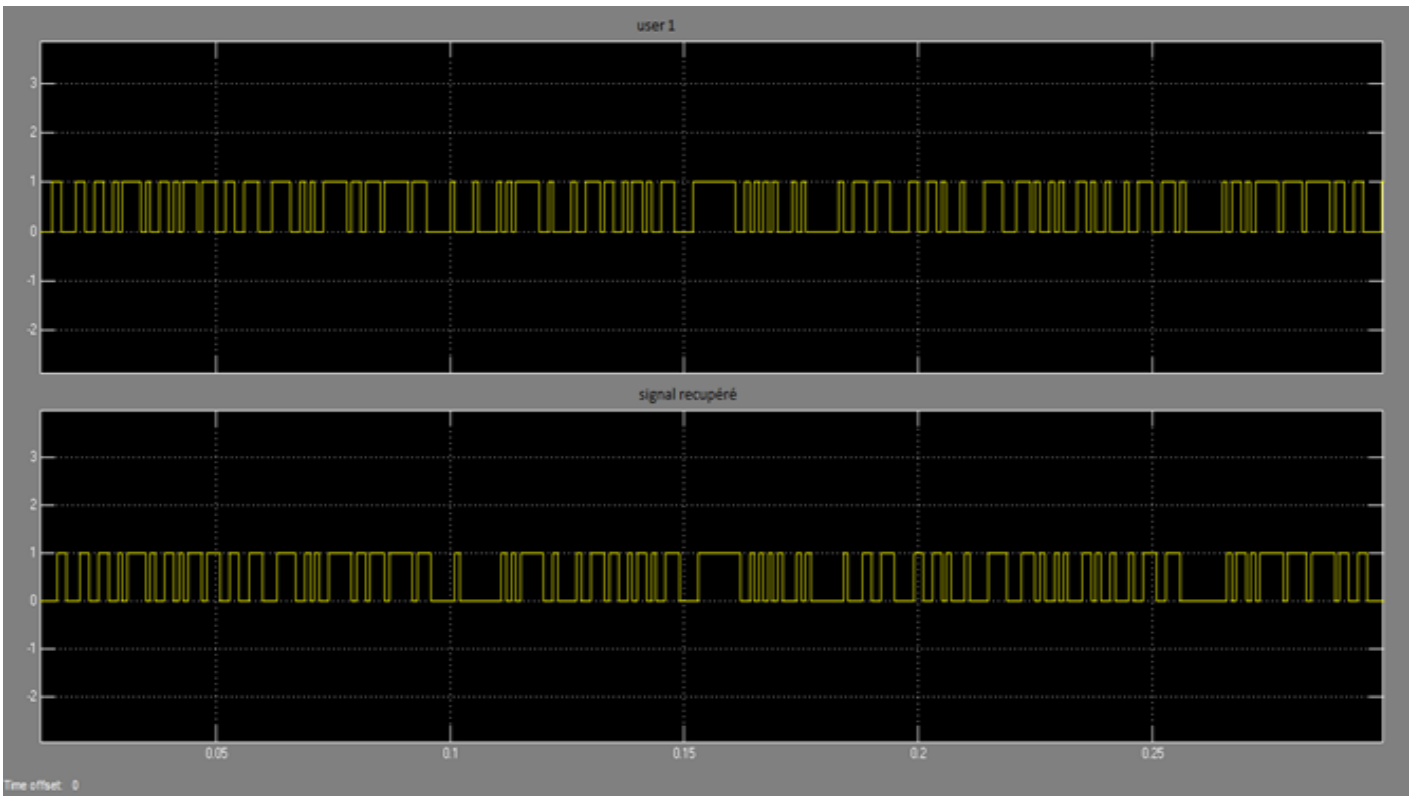


Figure 3.5. signal récupéré pour le premier utilisateur

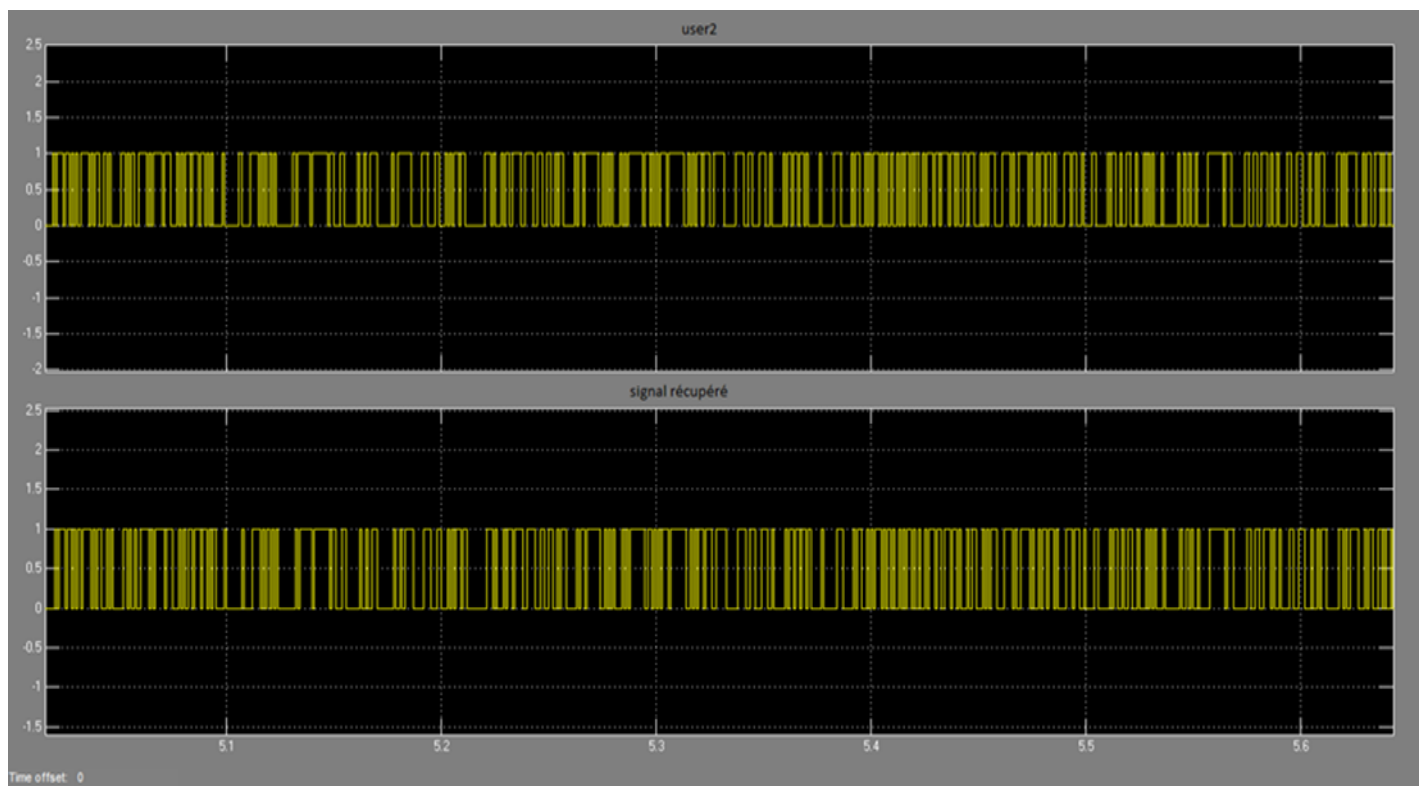


Figure 3.6. signal récupéré pour le deuxième utilisateur

3.4.2.2 Partie d'évaluation des performances du système

Pour évaluer les performances en terme de variation de BER, nous avons considéré 2 scénarios différents. Pour la première situation, nous simulons un seul utilisateur pour le premier scénario et la deuxième avec 2 utilisateurs avec les paramètres suivant :

paramètre	Valeur
Nombre maximum de symboles	10000
Nombre de bits par symbole	1
Longueur de la séquence d'étalement	63
Rapport signal sur bruit (SNR)	0dB à 12dB
Nombre d'utilisateur	1 et 2
Type de canal	AWGN
Détecteur	Mono-utilisateur
la séquence d'étalement	PN séquence

Tableau1.les paramètres de la simulation

- **Variation de BER en fonction du SNR pour le premier scénario (1 utilisateur)**

SNR= E_b / N_0 (dB)	BER
1	0.1510
5	0.0265
8	0.0029
12	0.0001

Tableau2. Variations de BER en fonction du SNR pour scénario 1.

A partir du **Tableau 2**, nous constatons que le BER augmente proportionnellement avec l'atténuation de signal le BER diminue quand le SNR augmente, c'est à dire l'augmentation du SNR permettre d'améliorer le BER .c'est pour ça le niveau du signal reste toujours Limité par le niveau du bruit.la **Figure3.7** illustre les résultats donnés dans la **tableau2**.

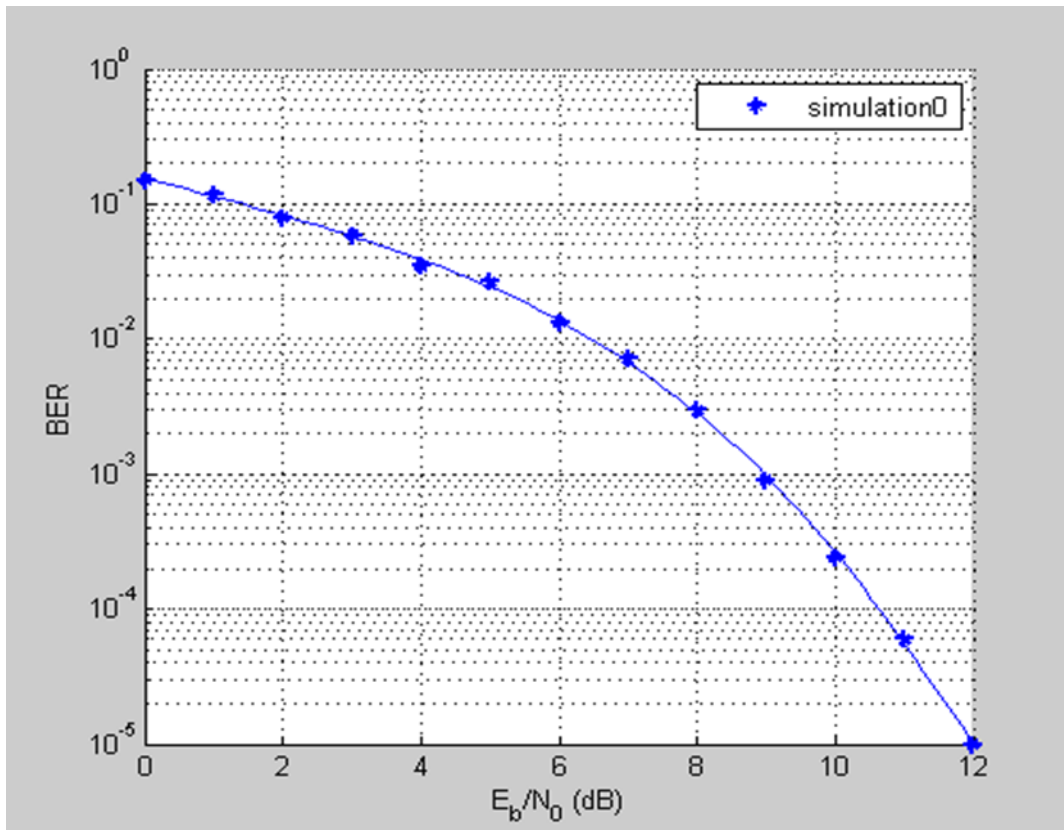


Figure 3.7. BER de système DS-SS-CDMA en fonction de E_b/N_0 à 1 utilisateur

- Variation de BER en fonction du SNR pour 2^{ème} scénario (à 2 utilisateurs)

SNR= E_b/N_0 (dB)	BER	
	Utilis 1	Utilis 2
1	0.1432	0.1303
5	0.0351	0.0256
8	0.0079	0.0072
12	0.0008	0.0012
16	0.0004	0.0007

Tableau3. Variations de BER en fonction du SNR pour scénario 2.

On constate du **Tableau3** que le BER dépend du nombre d'utilisateurs, il donne un comportement acceptable. Ainsi le BER augmente d'une façon acceptable

Quand l'utilisateur utilise deux codes d'étalement différents, cela s'explique par l'utilisation d'un autre code de désétalement différent à celle utilisé dans l'étalement (haut niveau de sécurité). La Figure suivant donne la performance de système DS-CDMA à 2 utilisateurs :

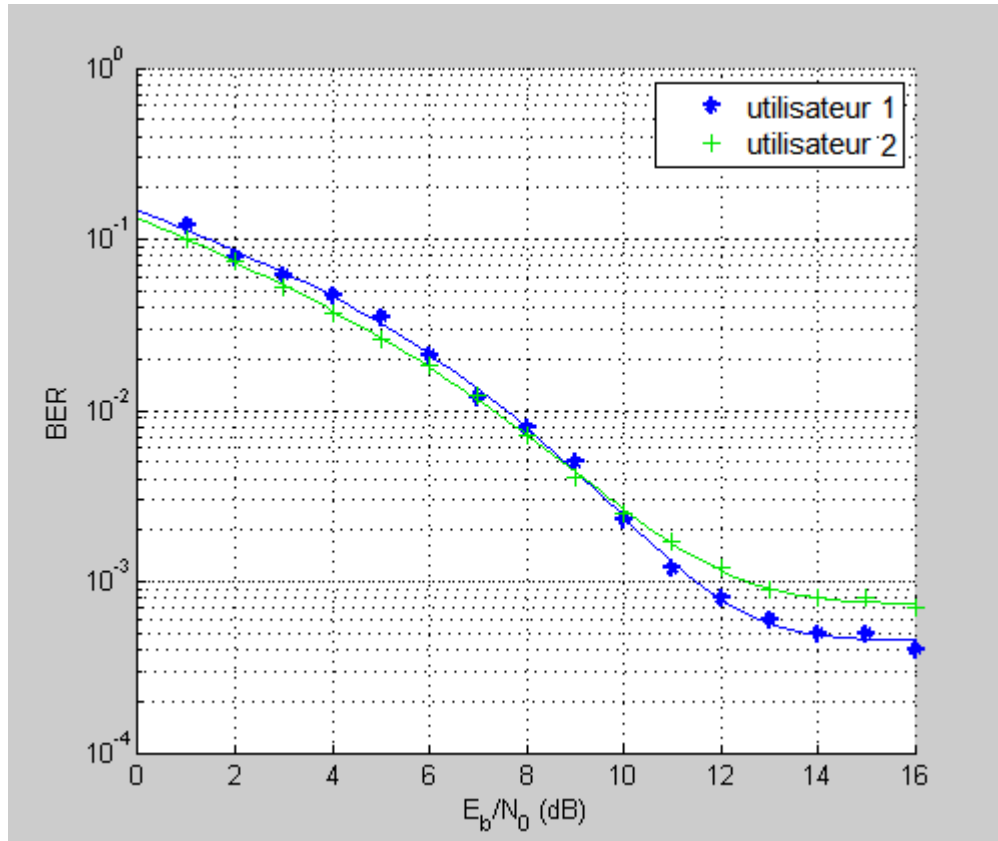


Figure 3.8. BER de système DS-CDMA en fonction de E_b/N_0 à 2 utilisateurs

3.5 Conclusion

Ce chapitre a représenté notre projet de l'accès multiple CDMA à 2 utilisateurs en sens montant qui est considéré comme une base du système DS-CDMA. En fin, les résultats de la simulation sont exposés et structurés de la manière suivante :

Variation de BER en fonction du SNR : dans cette partie nous avons constaté que le BER diminue avec l'augmentation de SNR jusqu'à certaine valeur le BER stabilise.

Les résultats de la simulation obtenu montrent bien, que les variations aléatoires des paramètres du canal radio n'affectent pas beaucoup la fiabilité du notre système.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons fait une simulation sur MATLAB d'un système de communication à spectre étalé par séquence directe DS-SS-SSB. En premier lieu, nous avons commencé par l'étude théorique de ce système qui est basée sur deux parties : la première concerne la description générale des techniques d'accès multiple et a présenté les différentes parties dans une chaîne de communication CDMA basée sur l'étalement de spectre. La deuxième explique sa modélisation mathématique et la détection d'utilisateurs.

Une implémentation d'un système DS-SS-SSB est réalisée sur simulink Matlab utilisant un cas de deux utilisateurs dans le sens montant. Chaque utilisateur peut communiquer à travers le même canal radio. A l'émission, la séquence d'information est traitée, étalée et modulée. A la réception, la séquence d'information est restituée par les blocs de démodulation, de désétalement et de traitement d'information. Nous avons ajouté des compteurs BER pour compter toutes les erreurs s'effectuant lors de cette transmission.

L'efficacité d'un modèle de transmission radio est jugée par le taux d'erreur BER qui dépend des caractéristiques du canal radio, c'est pourquoi nous avons fait varier les différents paramètres de ce canal et noté les variations des compteurs BER.

Les résultats obtenus de cette simulation sont :

- Diminution du BER avec l'augmentation du SNR
- les récepteurs ne possédant pas le code d'étalement ou ayant un code erroné ne recevront que du bruit
- Variation de BER en fonction du nombre d'utilisateurs : dans cette étape nous avons constaté que le BER augmente avec le nombre d'utilisateurs et que les récepteurs qui n'ont pas le code d'étalement ou qui ont un code erroné ne reçoivent effectivement que du bruit.

Les résultats obtenus ont permis de constater que les performances de notre système restent fiables pour les différentes variations des paramètres du canal radio.

Annexes

Annexe A

❖ Les paires préférées pour différentes longueur de m-séquences

Le tableau ci-dessous montre une liste de paires préférées pour des différentes longueurs des séquences à longueur maximale :

m	Longueur de la séquence	Paires préférées
5	31	[3,5], [2, 3, 4,5]
6	63	[1,6], [1, 2, 3, 4, 5,7]
7	127	[3,7] ,[1,2,3,7], [1,2,3,7] ,[1,2,3,4,5,7]
9	511	[4,9] ,[3,4,6,9], [3,4,6,9] ,[1,4,8,9]
10	1023	[3,10], [2, 3, 8,10]

Annexe B

Démonstration de l'équation()

$$\begin{aligned}
 y_i &= A_i \sum_{i=1}^L h_i^{(i)} \int_0^{T_b} [C_i(t)C_i(t - T_l)d_i(t - T_l)]dt \\
 &+ \sum_{k=1, k \neq i}^k \sum_{l=1}^L A_k h_i^{(k)} \int_0^{T_b} [C_i(t)C_i(t - T_l)d_i(-T_l)]dt \\
 &+ \int_0^{T_b} n(t)C_i(t)dt
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

A partir de l'équation(3.5), $d_i(t - T_l)$ peut s'écrire :

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d_i^{(k)} P_{T_b}(t - iT_b) \tag{B.2}$$

Sur la **Figure c.1**, nous donnons une illustration graphique de phénomène des trajets multiple.

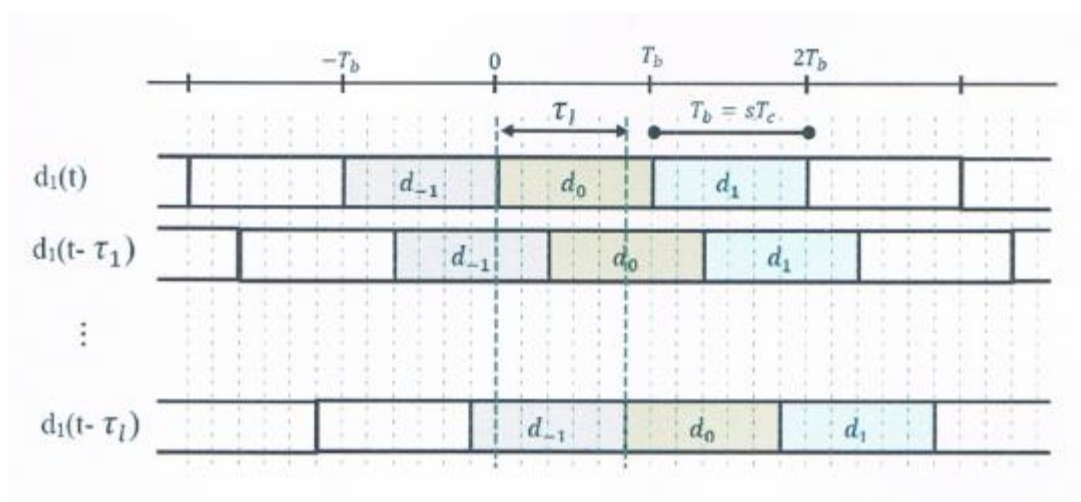


Figure B.1. illustration du phénomène des trajets multiple.

Pour chaque trajet l nous remarquons qu'il ya seulement le bit qui précède d_0 , noté

d_{-1} , sur l'intervalle $[0, T_b [$ contribue à la sommation sur j donc, l'équation (c. 1) peut être exprimé sous la forme :

$$\begin{aligned}
 y_i = & A_i h_1^{(i)} d_0^{(i)} + A_i \sum_{i=2}^L h_l^{(i)} \left[\int_0^{T_l} C_i(t) C_i(t - T_l) d_{-1}^{(i)} dt + \int_{T_l}^{T_b} C_i(t) C_i(t - T_l) d_0^{(i)} dt \right] \\
 & + \sum_{k=1, k \neq i}^k A_i \sum_{i=2}^L h_l^{(k)} \left[\int_0^{T_l} C_i(t) C_i(t - T_l) d_{-1}^{(i)} dt + \int_{T_l}^{T_b} C_i(t) C_i(t - T_l) d_0^{(i)} dt \right] \\
 & + \int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt
 \end{aligned}$$

Donc

$$\begin{aligned}
 y_i = & A_i h_1^{(i)} d_0^{(i)} + A_i \sum_{i=2}^L h_l^{(i)} \left[d_{-1}^{(i)} R_{i,i}^+(T_l) + d_0^{(i)} R_{i,i}^-(T_l) \right] \\
 & + \sum_{k=1, k \neq i}^k \sum_{l=1}^L A_k h_l^{(k)} \left[d_{-1}^{(k)} R_{i,k}^+(T_l) + d_0^{(k)} R_{i,k}^-(T_l) \right] \\
 & + \int_0^{T_b} n(t) C_i(t) dt
 \end{aligned}$$

Où d_0 représente le bit d'information actuellement reçu et d_{-1} est le bit transmis

Précédemment, qui, en raison du retard de propagation des répliques du signal

transmis du au canal, affecte la détection de d_0 . Les termes $R_{i,i}^+(T_l)$ et $R_{i,i}^-(T_l)$

, $\left(R_{i,k}^+(T_l) \text{ et } d_0^{(k)} R_{i,k}^-(T_l) \right)$ représentent les fonctions d'autocorrélation (d'inter-

corrélation) partielles du code de l'utilisateur désiré $c_i(t)$, régénéré au niveau

de récepteur avec sa version retardée $C_i(t - T_l)$ (et celui de l'utilisateur k $C_k(t - T_l)$).

➤ Expression du bruit et de sa variance

La, composante \tilde{n}_i provient du bruit blanc gaussien additif. Elle est définie par l'équation

Suivante :

$$\hat{n}_i = \int_0^{T_b} n(t)C_i(t)dt$$

Puisque $n(t)$ est un processus gaussien dont la moyenne est nulle et dont la fonction d'autocorrélation est $\frac{N_0}{2} \delta(\tau)$, la moyenne et la variance de \hat{n}_i sont :

$$E[\hat{n}_i] = \int_0^{T_b} \mathbb{E}[n]C_i(t) dt = 0$$

$$\sigma_{\hat{n}_i}^2 = \mathbb{E}[\hat{n}_i^2]$$

$$= \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \mathbb{E}[n(t_1)n(t_2)] C_i(t_1)C_i(t_2)dt_1dt_2$$

$$= \frac{N_0}{2} \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \delta(t_1 - t_2)C_i(t_1)C_i(t_2)dt_1dt_2$$

$$= \frac{N_0}{2} \int_0^{T_b} C_i(t_2)C_i(t_2)dt_2$$

$$= \frac{N_0}{2} \quad B.2$$

Bibliographie

- [1] HANZO, L. MUNTER, M. CHOI, B. J. KELLER T. "OFDM and MC-CDMA For Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting " IEEE Communications Society, Sponsor, WILEY, 2003.
- [2] GLISIC & VUCETIC "Spread-spectrum CDMA systems for wireless communications" Artech House Publishers 1997.
- [3] Li Ping, K. Y. Wu, Lihai Liu and W. K. Leung, "A simple unified approach to Nearly optimal multiuser detection and space-time coding, Information Theory Workshop," ITW'2002, Inde, 20-25 October 2002.
- [4] L. Ping, L. Liu, K. Wu, and W. Leung, "Interleave division multiple access," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 4, pp. 938 ñ 947, April 2006.
- [5] L. Liu, J. Tong, and Li Ping, "Analysis and optimization of CDMA systems with chip- level interleavers," *IEEE J. Select. Areas Commun.* , vol. 24, pp. 141-150 , Jan. 2006.
- [6] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz et B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, Computer Science Press, Maryland, première édition, 1985.
- [7] R. C. Dixon, *Spread spectrum systems: with commercial applications*. John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [8] F. J. MacWilliams and N. J. Sloane, "Pseudo-random sequences and Arrays," *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 12, pp. 1715-1729, 1976.
- [9] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of Pseudorandom and related sequences," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593-619, 1980.
- [10] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (corresp.)," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 4, pp. 619-621, 1967.

- [11] _____, "Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions (corresp.)," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 1, pp.154-156, 1968.
- [12] L. B. Milstein, T. S. Rappaport, and R. Barghouti, "Performance evaluation for cellular cdma," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 10, no. 4, pp. 680-689, 1992.
- [13] K. L. Cheah, S. W. Oh, and K. H. Li, "Efficient performance analysis of "Communications asynchronous cellular cdma over rayleigh-fading channels, *Letters, IEEE*, vol. 1, no. 3, pp. 71-73, 1997.
- [14] S. Verdu, *Multiuser detection*. Cambridge university press, 1998.
- [15] M. Kavehrad, "Performance of no diversity receivers for spread spectrum in indoor Wireless communications," *AT&T technical journal*, vol. 64, no. 6, pp. 1181-1210, 1985.
- [16] G. L. Turin, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 3, pp. 328-353, 1980
- [17] K. B. Letaief, J.-I. Chuang, and R. Murch, "Multicode high-speed transmission for Wireless mobile communication," in *Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM'95, IEEE*, vol. 3. IEEE, 1995, pp. 1835-1839.
- [18] F. Ramirez-Mireles, "Error probability of ultra Wideband ssma in a dense environment," in *MILCOM 2002. Proceedings*, vol. 2. IEEE, 2002, pp. 1081-1084.
- [19] R. Tesi, M. Hamalainen, J. Linatti, J. Oppermann, and V. Hovinen, "On the multi-user interference study for ultra Wideband communication systems in awgn and modified saleh-valenzuela channel," in *Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultra wideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop on*. IEEE, 2004, pp. 91-95.
- [20] A.-L. Deleuze, "Contributions à l'étude des systèmes ultra large bande par impulsions," Ph.D. dissertation, Télécom Paris Tech, 2006.

- [21] KH. Al Agha, G. Pujolle, G. Vivier, “ Réseaux de mobiles & réseaux sans fil ”, Eyrolles, France, 2001.
- [22] M. Mokhtari, A. Mesbah, “ Apprendre et Maîtriser MATLAB”, Springer, Allemagne, 1997