

Table des matières

CHAPITRE 1:L'EVOLUTION DE LA TELEPHONIE MOBILE	7
1.1 Introduction	8
1.2 Initiales de la téléphonie en mode paquet	9
1.2.1 Le GPRS (2.5G).....	9
1.2.2 L'EDGE (2.75G).....	9
1.3 Téléphonie en mode paquet à haut débit : 3G et 3G+	10
1.3.1 Bande de fréquence et modulation	14
1.3.2 Technique d'accès et protocoles dans la norme WCDMA	14
1.3.2.1 Les propriétés de la WCDMA	16
1.3.2.2 Application et service de la 3G	18
1.3.3 La norme 3G+.....	18
1.3.3.1 Architecture des réseaux.....	18
1.3.3.2 Bande de fréquence et modulations.....	19
1.3.3.3 Technique d'accès et protocoles	19
1.3.3.4 Applications et services	20
1.4 La 4G.....	20
1.4.1 Objectifs de la 4G.....	22
1.4.2 Comparaison entre LTE et les autres standards	23
1.5 La LTE	24
1.5.1 L'accès radio dans la norme LTE	25
1.5.2 Réseau cœur SAE	25
1.5.3 Réseau global EPS	25
1.5.4 Le Handover dans LTE	27
1.6 Conclusion	28
CHAPITRE 2: LE CANAL DE PROPAGATION.....	29
2.1 Introduction	30
2.2 Le canal de propagation.....	30
2.2.1 Définition	30
2.2.2 Propagation en espace libre	31
2.2.3 La propagation multi-trajets.....	32
2.2.4 Les variations du canal de propagation	34
2.3 Représentation du canal de propagation	39
2.3.1 Paramètres caractéristiques.....	40
2.4 Conclusion	43
CHAPITRE 3:LES MODULATIONS MULTIPORTEUSES OFDM ET OFDMA.....	44
3.1 Introduction	45

3.2 La modulation OFDM.....	45
3.2.1 Présentation du système OFDM.....	45
3.2.2 Avantages de l'OFDM	47
3.2.3 Inconvénients de l'OFDM	48
3.2.4 Notion d'orthogonalité en OFDM.....	49
3.2.5 Principe de la modulation OFDM	51
3.2.6 Principe de la démodulation OFDM.....	52
3.2.7 Implémentation numérique.....	53
3.2.8 Egalisation et séquences d'apprentissage.....	54
3.2.9 Intervalle de garde (Cyclic prefix)	54
3.3 Description de la modulation OFDMA	56
3.3.1 Méthode d'accès multiple : OFDMA.....	56
3.3.2 Sous canalisation.....	56
3.3.3 Interférences et diversité fréquentielle.....	57
3.3.4 L'ordonnancement.....	57
3.3.5 Les canaux physiques.....	58
3.4 Conclusion	62
CHAPITRE 4:SIMULATION ET RESULTATS.....	63
4.1 Introduction	64
4.2 La chaine de transmission	64
4.3 La conception de la chaine	65
4.3.1 L'émission de l'OFDM	65
4.3.1.1 La source de données.....	65
4.3.1.2 Le codage canal	66
4.3.1.3 L'entrelaceur.....	67
4.3.1.4 La modulation.....	67
4.3.1.5 Le reshape S /P	67
4.3.1.6 Le mapping des sous porteuses.....	68
4.3.1.7 L'IFFT.....	68
4.3.1.8 L'ajout du CP.....	69
4.3.2 Le canal de transmission	69
4.3.3 La réception OFDM	71
4.3.3.1 L'égalisation.....	71
4.3.3.2 La démodulation.	71
4.3.3.3 Le des-entrelacement.....	71
4.3.3.4 Le décodage.....	71
4.4 Les performances du système	72
4.4.1 Les résultats.....	72
4.4.2 L'évaluation de la qualité du système	74
4.4.2.1 L'OFDM	74
4.4.2.2 L'OFDMA.....	77
4.5 Conclusion	81

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus présents dans notre vie quotidienne et ils tendent à remplacer l'utilisation excessive de câbles. Bien que les connexions à haut-débit de type ADSL se multiplient dans le monde, elles ne permettent pas la souplesse d'utilisation que procure un réseau radio sans fil. Pour améliorer la qualité de service qu'ils offrent, les chercheurs préparent l'arrivée de la future génération baptisée 4G.

LTE (Long Term Evolution) est une technologie avancée concurrente du WiMAX pour la validation 4G. Elle propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une longue portée. Pour aboutir ses buts, la LTE a introduit un certain nombre de nouvelles technologies par rapport aux systèmes cellulaires précédents. En effet, notre travail de fin d'étude s'est concentré sur la technique OFDM et ses paramètres qui l'ont décrit, ainsi l'architecture des réseaux 4G.

Dans le présent mémoire, nous avons commencé par l'étude de l'évolution de la téléphonie mobile, leurs principes, architectures. Nous avons ensuite élaboré dans le deuxième chapitre une description des phénomènes physiques qui interviennent dans un canal de propagation, puis, sur les paramètres appropriés à sa description. Le troisième chapitre a été consacré à la présentation de la technique OFDM et son implémentation numérique ainsi la description de la technique multi-accès OFDMA. Enfin, au quatrième chapitre et grâce à la simulation effectuée avec l'outil Simulink sous logiciel MatLab, nous avons pu simuler le fonctionnement d'une chaîne de transmission 3GPP LTE en downlink et ses performances à l'aide des résultats aboutis.

Chapitre 1:L'évolution de la téléphonie mobile

1.1 Introduction

Trente ans ont vite passés depuis la naissance du premier téléphone portable. La première génération de téléphonie mobile connue sous norme TACS (Total Access Communication System), AMPS (Advanced Mobile Phone System), marqué avec NMT (Nordic Mobile Telephone) est la téléphonie purement analogique, utilisé uniquement pour passer les appels traditionnels.

Quand le nombre d'abonnement augmente, on a pensé à faire évoluer la capacité du réseau, améliorer la qualité d'appel ainsi qu'offrir plus de service. On a pensé également à digitaliser la téléphonie et cela a introduit la deuxième génération de téléphonie. En fait, c'était ce jour qu'à commencer la norme « G ».

Par rapport à la 1G, la 2 G à trois avantages principaux:

- La compression de données voix et la composition des canaux sont plus efficaces qu'en analogique et ce grâce à plusieurs mécanismes de codages. Cela a permis de coder plusieurs appels dans une même fréquence.
- Un système digital qui a minimisé le besoin de l'énergie radio émise par le mobile. Ce fait a permis de fabriquer les mobiles de plus petites taille et en même temps a permis aux opérateurs de diminuer l'investissement matériel tel celui des BTS
- Pour la première fois, on a pu introduire les services donné sur le téléphone mobile, commençant par les SMS (Short Message Service).

Malgré l'évolution de digitalisation, la 2G est encore un système à bande étroite, basé sur la technologie CS (Circuit Switching). Avec le temps, la capacité de la 2G ne répondait plus aux besoins des services avancés. Avant d'arriver à maturité de la génération de téléphonie suivante 3G, la téléphonie mobile est passée par une période de transition, connue sous norme 2.5G (GPRS) et 2.75G (EDGE). Ils sont le début de l'ère de téléphonie à mode packet.

1.2 Initiales de la téléphonie en mode paquet

1.2.1 Le GPRS (2.5G) :

Le **General Packet Radio Service** ou **GPRS** est une norme dérivée du GSM permettant un débit de données plus élevé. On le qualifie souvent de 2,5G. Le G est l'abréviation de *génération* et le 2,5 indique que c'est une technologie à mi-chemin entre le GSM (2^e génération) et l'UMTS (3^e génération).

a) Spécifications :

- Mode de transfert par paquets
- Compatibilité avec la 2G (900 MHz et 1800 MHz avec des canaux de 200 KHz)
- Débit théorique de 56-114 kbit/s. Typiquement de 50 Kbps.
- Très grand délai : le round-trip time (RTT) était en général entre 600-700 ms. Le GPRS était classé inférieur que la voix, ainsi le transfert de données était vraiment varié.
- Implémentation de la TDMA (Time Division Multiple Acces) comme technique d'accès et de la FDD (Frequency Division Duplexing)
- Codage utilisé : GMSK, varie de CS-1 à CS-4

b) Facturation

Elle se distingue du GSM, le GPRS est facturé par le volume de trafic transféré tant dis que le GSM est facturé par le temps de connexion, c'est ainsi payant même si l'utilisateur ne consomme pas la capacité du réseau (en veille)

c) Services offerts

- Des SMS plus rapide: 30 messages par minute par rapport au GSM qui fournit un maximum de 6 à 10 messages par minute.
- Introduction du Multimédia Messaging Service (MMS)
- Des applications Internet pour les appareils multimédias à travers le Wireless Application Protocol (WAP) [1]

1.2.2 L'EDGE (2.75G) :

EDGE est une technologie rétro-compatible de la téléphone mobile numériques qui permet d'améliorer les taux de transmission de données elle a été standardisée par le 3GPP dans le cadre de la famille des GSM

et il est une mise à niveau qui offre un potentiel de triple augmentation de la capacité des réseaux GSM / GPRS.

a)Spécifications

- Compatibilité avec la 2G et la 2.5G, ainsi il n'y a pas besoin d'évolution matériel mais au niveau des BTS il faut installer émetteur /récepteur EDGE
- Débit théorique de 1 Mbps mais typiquement 384 Kbps
- Capacité de 4 fois plus grande que celle du GPRS
- Codages utilise : GMSK, 8PSK, de MCS-1 à MCS-9
- Technique d'accès : CDMA 2000

1.3 Téléphonie en mode paquet à haut débit : 3G et 3G+

La 3ème génération de téléphonie est généralement connue sous norme WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) et CDMA2000. En fait, il y a beaucoup de confusion au tour de ces 2 normes. UMTS WCDMA est le système 3G européen tant dis que CDMA2000 est celui de l'Amérique du Nord.

Un résumé visualisé de ces deux directions principales de l'évolution 3G est donné en figure 1-1.

La 3G a marqué le début de l'époque de téléphonie à mode paquet haut débit.

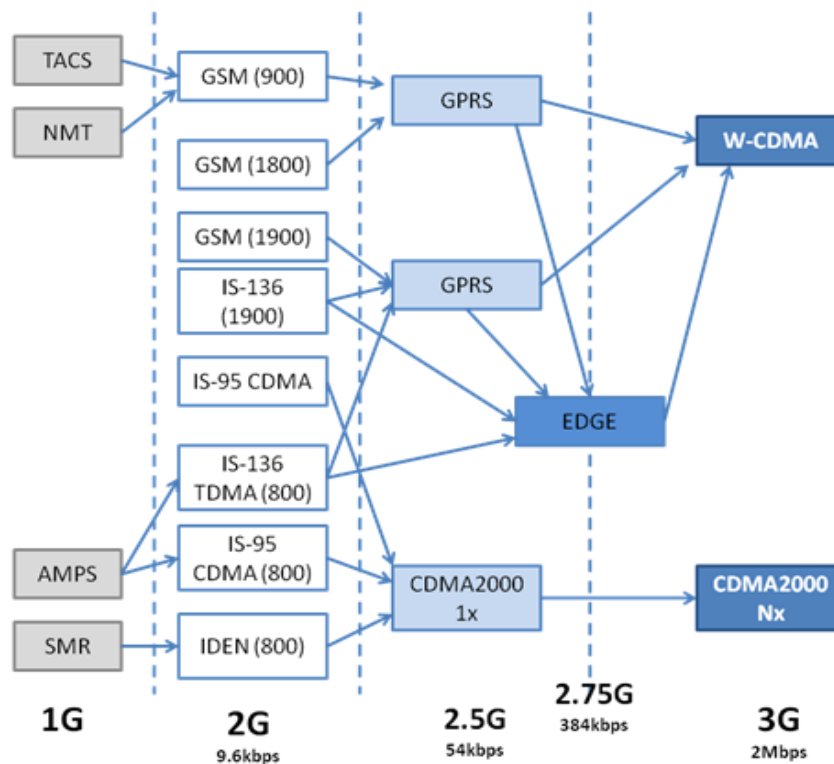


Figure 1-1 : Evolution vers la 3G

A partir de la 3G, les systèmes radio cellulaires sont standardisés par le 3GPP (Third Generation Partnership Project) et constituent l'implémentation européenne des spécifications IMT-2000 de l'UIT. Pour mieux comprendre l'évolution 3G sous la norme 3GPP, voici un résumé des mises à jour (release) de la 3GPP qui commence par 3GPP R3 en 1999 (UMTS 3G) est donné en figure 1-2.

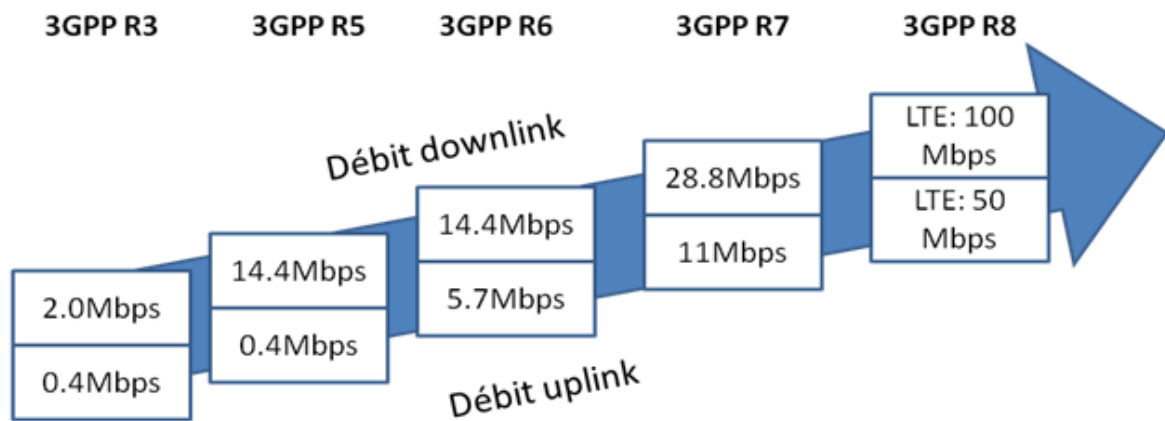


Figure 1-2 : publications de la 3GPP

A partir de la 3GPP R3, aussi connue sous le nom d'UMTS WCDMA, le réseau téléphonique a effectué un grand changement au niveau de l'architecture. Ce fut une évolution matérielle.

Puisque le GSM, le GPRS et l'EDGE sont tous basés sur TDMA et FDMA et ainsi partagent les mêmes bandes de fréquences. L'évolution GSM-GPRS-EDGE est donc une évolution logicielle tant dis que la 3G est basée sur la technologie CDMA, totalement différente. Alors, l'évolution vers la 3G commence avec allocation d'une nouvelle bande de fréquences, on ne pouvait faire partager la 3G et les 2Gs au niveau fréquences. Cela a comme résultat un changement matériel. Il faut tout changer au niveau de l'accès RAN (Radio Access Network), plus précisément au niveau des BTS et BSC. Les générations 3Gs partagent la même architecture dont on introduit le NodeB et RNC (Radio Network Controller) à la place de BTS et de la BSC [2]. La figure 1-3 donne un schéma général de l'architecture 3G.

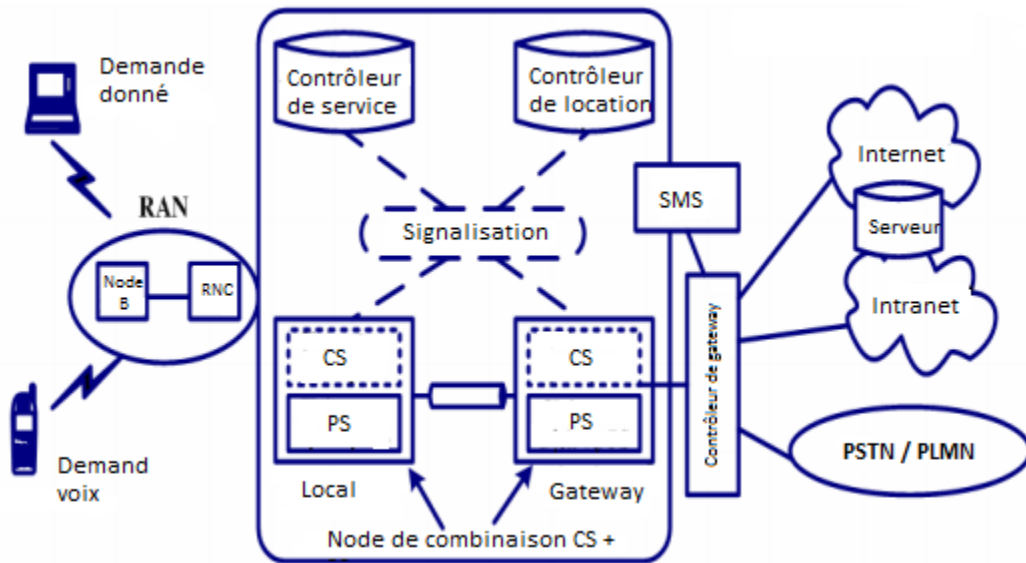


Figure 1-3 : Architecture générale de génération 3G

Actuellement, le monde connaît deux grandes normes 3 G : UMTS en Europe et CDMA2000 EVDO en Amérique du Nord. Pourtant, au niveau de la maturité, de la commercialisation, du déploiement et de l'application l'UMTS est beaucoup plus réputé.

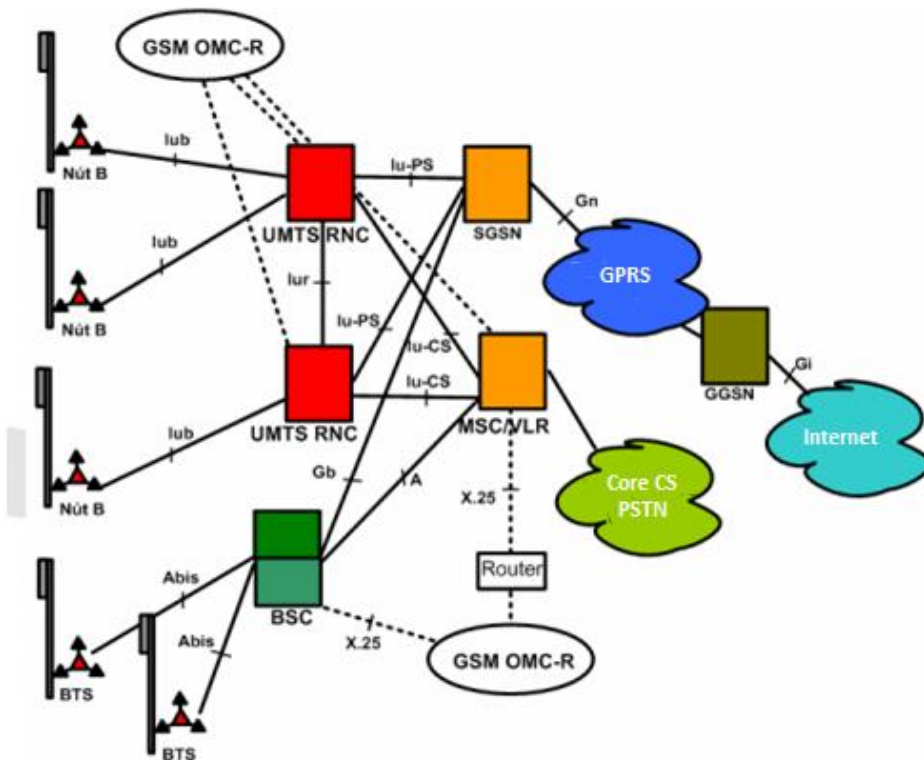


Figure 1-4 : Architecture la 3G en coexistence avec la 2G

L'évolution 3G s'est déployée étape par étape en respectant la coexistence de 2G et 3G dans le réseau. Tout opérateur de téléphonie mobile peut remplacer son réseau 2G en réseau 3G sans trop de contraintes. On a donc deux architectures principales (voir figures 1-4 et 1-5).

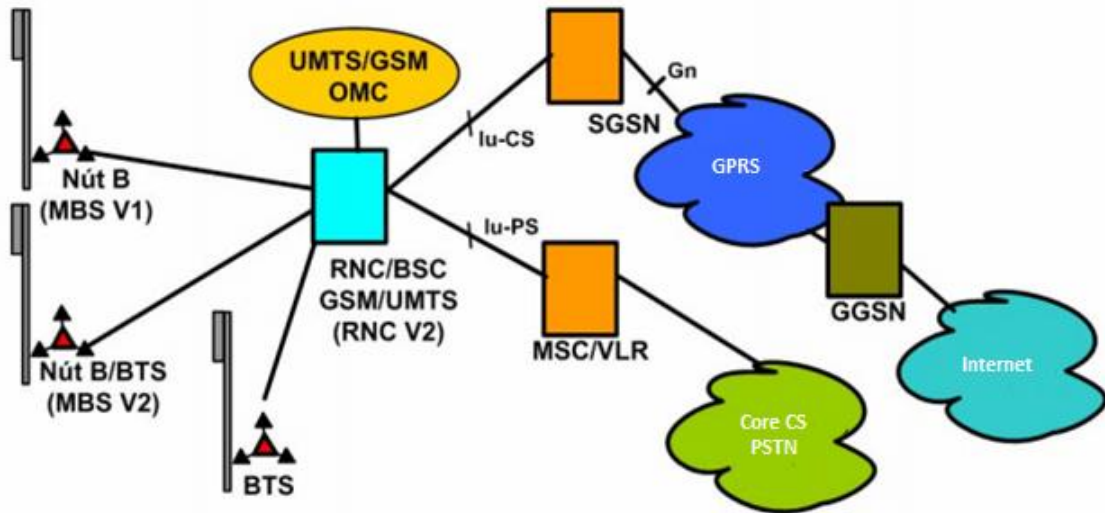


Figure 1-5 : Architecture de la 3G avec un RAN unifié

Nous avons :

Dans le domaine du Circuit Switching :

- Le MSC (Mobile Switching Center)
- Le GMSC (Gateway MSC)
- Le VLR (Visitor Location Register)

Dans le domaine du Packet Switching :

- Le SGSN (GPRS Support Node)
- Le GGSN (Gateway GSN)

Au niveau Terminal:

- Le HLR (Home Location Register)
- L'AUC (Authentication Center)
- Le EIR (Equipment Identity Register)

Au niveau des interfaces :

- U_u : l'interface radio du WCDMA via laquelle l'UE (User Equipment) se connecte à la partie fixe du réseau. L' U_u interconnecte le Node B et le Terminal (utilisateur).
- I_u : l'interface qui interconnecte l'UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network) et le CN (Core Network), y compris deux parties : l'IuPS pour le domaine du packet switching et l'IuCS pour le domaine du circuit switching. Le CN peut connecter à plusieurs UTRANs mais chaque UTRAN ne peut connecter qu'un point CN.
- Iur : l'interface RNC-RNC. Cette interface assure les 4 fonctions suivantes :
 - ❖ Switching inter-RNC.
 - ❖ Trafique du canal privé.
 - ❖ Trafique du canal partagé.
 - ❖ Ressources management.
- Iub : l'interface qui interconnecte le NodeB et le RNC

1.3.1 Bande de fréquence et modulation :

L'UMTS WCDMA utilise deux bandes appariées (1920-1980MHz et 2110-2170MHz) et deux bandes non appariées (1900-1920MHz et 2010-2025MHz). Au niveau de la modulation, c'est la QPSK qui est utilisée au lieu de GMSK

1.3.2 Technique d'accès et protocoles dans la norme WCDMA :

Les Spécification de WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) :

- Le canal radio a une bande de fréquence 5 MHz
- Les modes de transmission utilisés sont des modes duplex : FDD (Frequency Division Duplexing) et TDD (Time Division Duplexing). La figure 1-6 schématise une transmission en WCDMA.

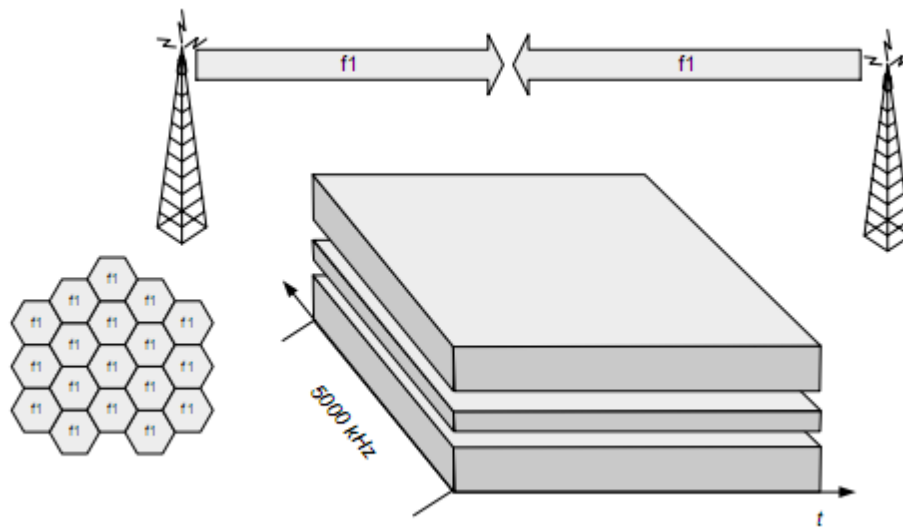


Figure 1-6 : Mode de transmission en WCDMA

- Etallement du spectre : WCDMA utilise la technique d'étalement du spectre, où les données à transmettre sont multiplié par des codes d'étalement. Chaque utilisateur à son code spécifique. La figure 1-7 schématise la technique d'étalement utilisée en WCDMA.

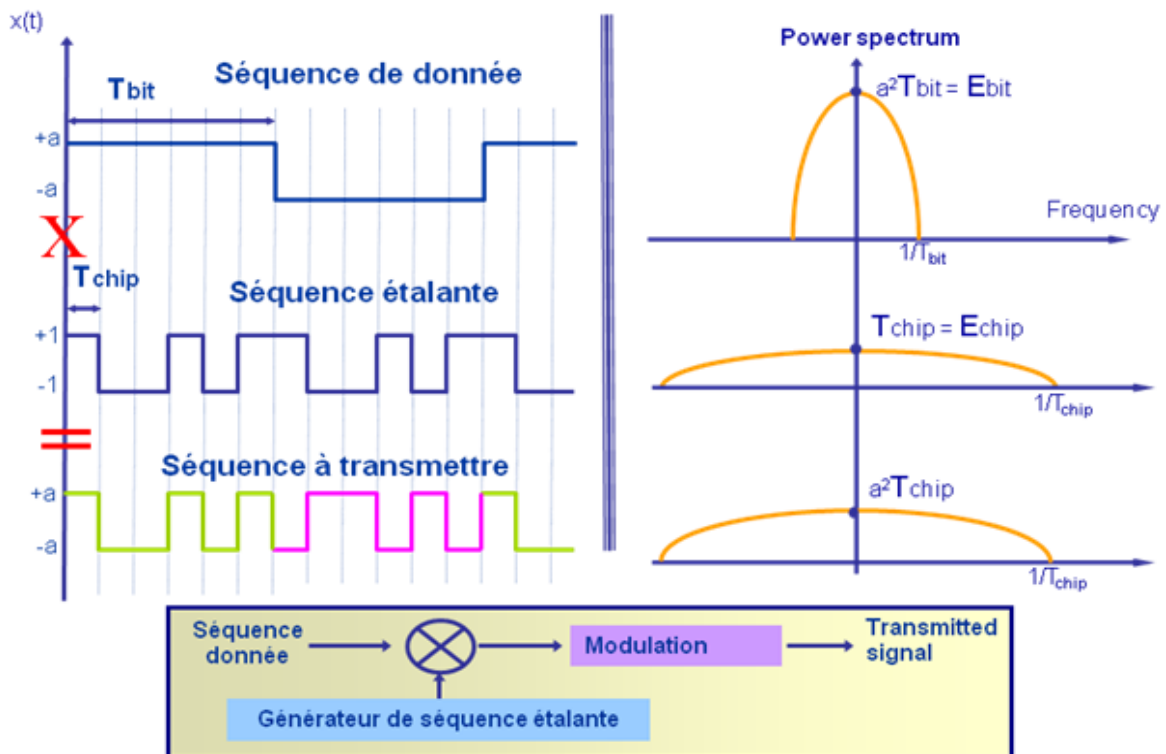


Figure 1-7 : Schématisation du principe de l'étalement utilisé en émission WCDMA

La figure 1-8 schématise la technique de de-étalement utilisé au niveau du récepteur en WCDMA

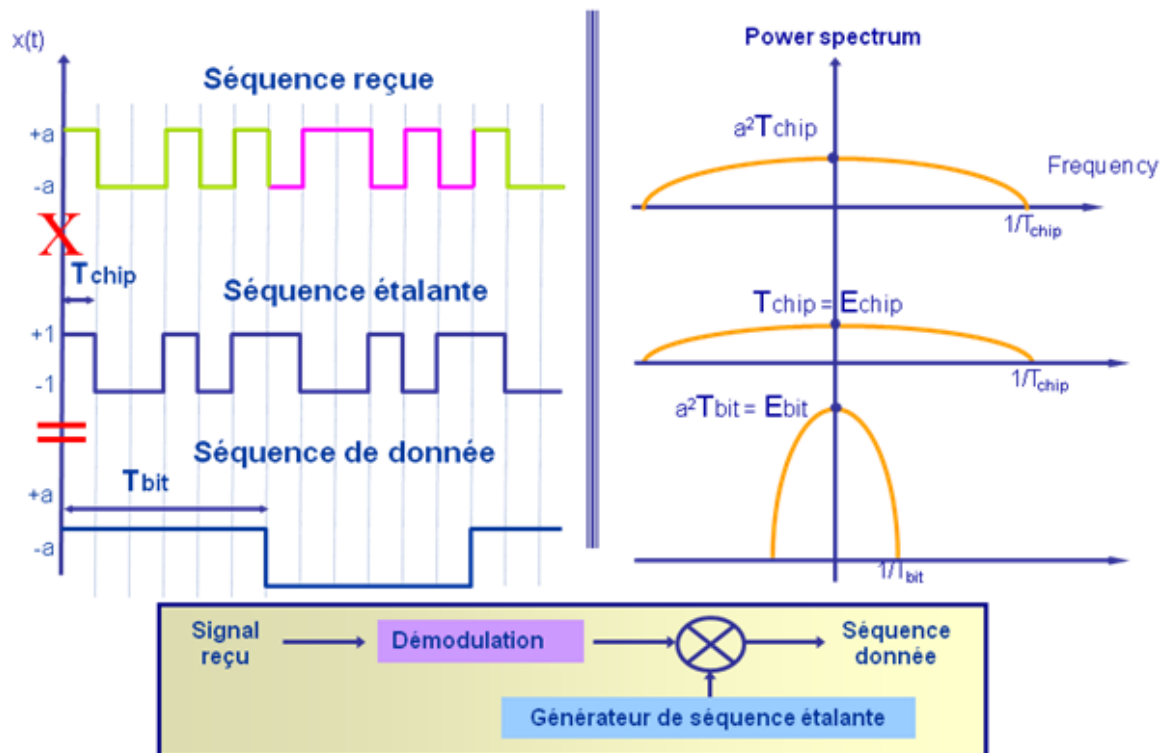


Figure 1-8 : schématisation du principe de dé-étalement utilisé en réception WCDMA

1.3.2.1 Les propriétés de la WCDMA :

- Une transmission multicode.
- Le multiplexage du code réserve un code par utilisateur. Au niveau du Node B, les codes sont combinés en un signal composite et transmis (voir figure 1-9)
- Le Management de la puissance est de type adaptif (APM : Adaptive Power Management) voir figure 1-10.

Pour ce qui de la voix montante (Uplink), l'APM assure les signaux dont la puissance n'est pas très différente, maximise ainsi la capacité totale des cellules.

Pour la voix descendante (Downlink), l'APM minimise la puissance du signal pour diminuer le plus possible l'interférence entre les différents utilisateurs dans les autres cellules [3].

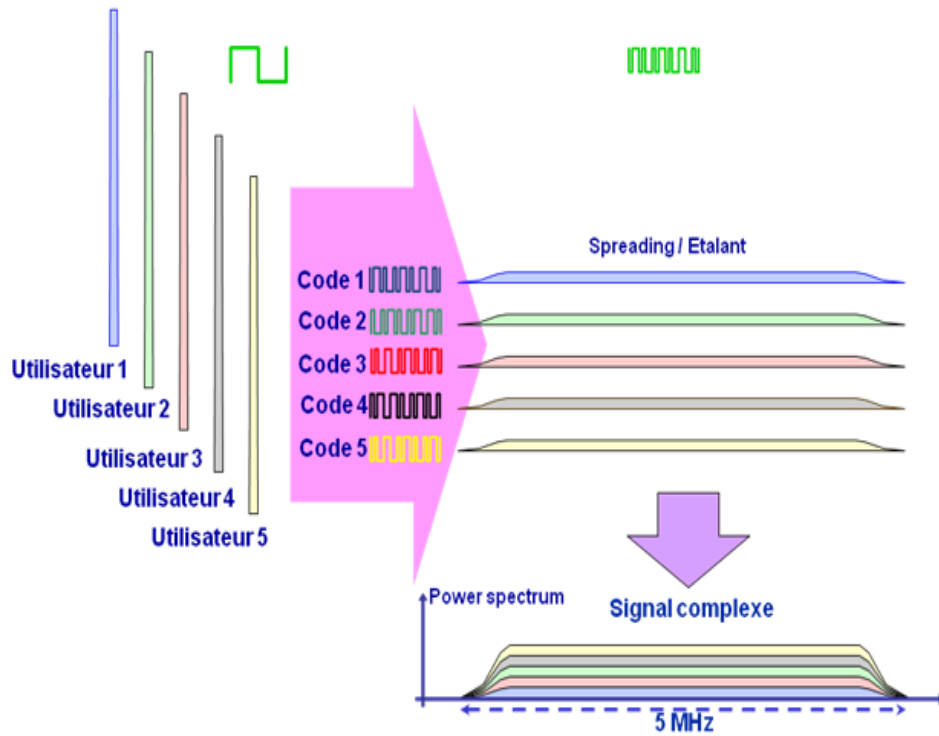


Figure 1-9 : Etallement du spectre et multi codage en WCDMA

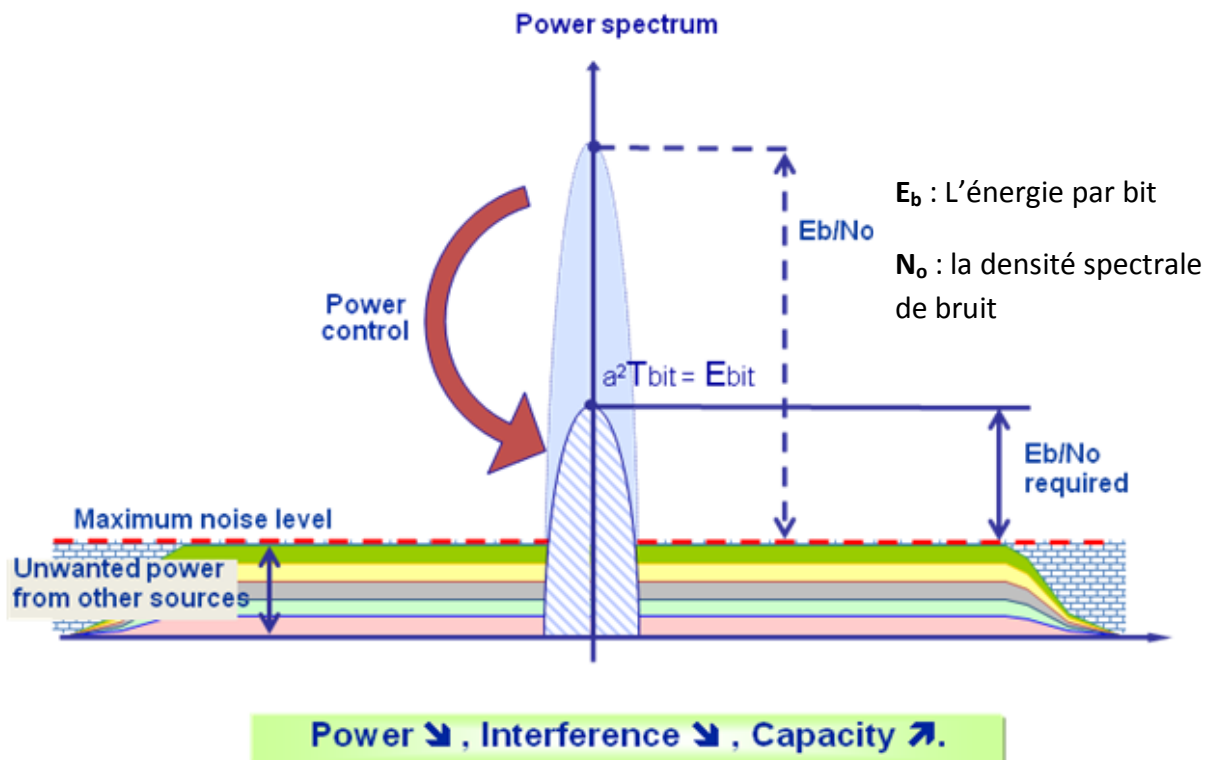


Figure 1-10 : Contrôle de puissance de WCDMA

1.3.2.2 Application et service de la 3G

Avec le débit maximal de 2Mbps, théoriquement, dans des conditions radio optimal. La 3G nous permet d'utiliser les services avancés tel que le Web multimédia et la VoIP avec une qualité moyenne.

1.3.3 La norme 3G+

Contrairement à l'évolution 2G-3G, l'étape 3G-3G+ concerne seulement une évolution logicielle. Basée sur la même CDMA, sur la même bande de fréquences, le déploiement de la 3G+ ne demande pas de changements matériels. Toutes les infrastructures étaient conservées, l'opérateur n'avait qu'à mettre à jour les codages et la modulation au niveau réseau d'accès. Utilisant le HSPA (High Speed Packet Acces), la 3G+ offre des performances dix fois supérieures à la 3G (UMTS R'99).

Cette évolution permet d'approcher les performances des réseaux DSL (Digital Subscriber Line). La norme 3G+ comprend deux standards nommés HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) et HSUPA (High Speed Uplink Packet Access). HSPA est la norme implicite de HSDPA et HSUPA. Ces deux protocoles sont standardisés par la 3GPP comme étant les mises à jour R5 et R6.

1.3.3.1 Architecture des réseaux

Dans l'architecture de la 3GPP release 5 et 6, il n'y a pas eu de changement matériel par rapport à la 3GPP release 3 (WCDMA), les modifications logicielles au niveau de codage et de modulation sont pas présentées dans le schéma de la figure 1-11

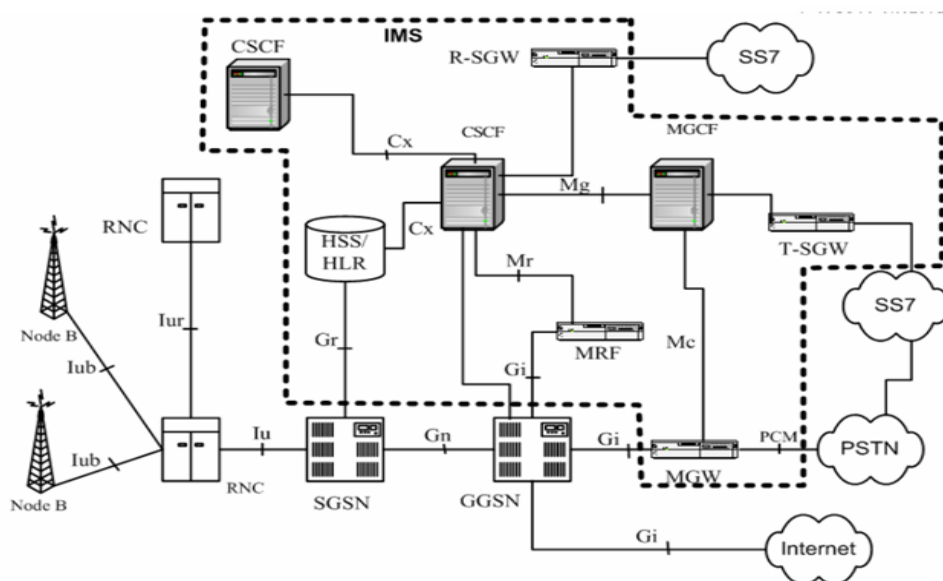


Figure 1-11 : Architecture de la 3G+, 3GPP R5, R6

1.3.3.2 Bande de fréquence et modulations :

- Pas de changement au niveau de la bande de fréquence : deux bandes appariées (1920-1980MHz et 2110-2170MHz) et deux bandes non appariées (1900-1920MHz et 2010-2025MHz)
- Trois modulations sont possibles : QPSK, 16QAM et 64QAM.
- Une amélioration par rapport à la 3G est que la 3G+ présente un mécanisme pour changer automatiquement de mode de modulation pour optimiser ainsi l'utilisation de lien.

1.3.3.3 Technique d'accès et protocoles :

a) Amélioration apportées par la HSPDA

- Utilisation d'un mécanisme de retransmission hybride (HARQ) : un mécanisme qui permet de limiter et corriger les erreurs de transmission grâce à la redondance de la couche physique et à la retransmission de la couche liaison de données. L'émetteur envoie un bloc d'informations et attend une acceptation ou un refus du récepteur. Afin d'obtenir une acceptation rapide, un processus de différentes demandes est lancé en parallèle.

En cas de demande de retransmission, suite à des données reçues incorrectes, les informations sont combinées entre l'original et la nouvelle transmission pour obtenir le message entier.

- Utilisation de 15 codes maximum par utilisateur : 15 canaux peuvent être alloués au même utilisateur pour augmenter le débit significativement.
- Court TTI (Transmission Time Interval) : Le TTI (Time Transmission Interval) est l'intervalle entre la transmission des blocs de données. D'une durée variable de 10 ms à 80 ms en UMTS, il passe à 2 ms en HSDPA ce qui permet de réagir plus vite en fonction des conditions radio, d'adapter le schéma de codage plus régulièrement et de supporter un trafic et un nombre d'utilisateurs plus importants. Cela favorise l'AMC (Adaptive Modulation and Coding) et en même temps le Fast Scheduling.
- Modulation et codage adaptatifs : L'AMC désigne l'adaptation dynamique du schéma de codage (et donc du débit) en fonction des conditions radio. Le mobile remonte le CQI

(Channel Quality Indication) au NodeB qui réajuste le schéma de codage toutes les 2 ms : choix d'un codage plus ou moins protecteur avec plus ou moins de redondance, choix d'une modulation QPSK ou 16 QAM. La modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) permet de coder 2 bits par symbole. En revanche la modulation 16-QAM permet de coder 4 bits par symbole, la modulation 64-QAM permet de coder 6 bits par symbole, ce qui augmente considérablement le débit. Par contre cette modulation n'est possible qu'en présence de bonnes conditions radio car peu tolérantes aux erreurs.

b) Amélioration apportées par la HSUPA

En bref, le HSUPA est une amélioration au niveau Uplink de la 3G+, partageant la plupart des caractéristiques de la HSDPA. Elle permet une bonne qualité pour les applications telle que la VoIP, Uploading d'images et de vidéo. La HSUPA augmente dramatiquement le débit du lien Uplink.

❖ Débits :

- HSDPA (3GPP R5) : DL 14.4 Mbps et UL 0.4 Mbps
- HSUPA (3GPP R6) : DL 14.4 Mbps et UL 5.7 Mbps

1.3.3.4 Applications et services

La 3G+ a été mise en service avec le débit réel autour 4 Mbps. Avec ce débit, la 3G+ dépasse la vitesse de la connexion DSL et ainsi permet aux utilisateurs un accès Internet n'importe où et n'importe quand avec une qualité acceptable [4].

1.4 La 4G

Actuellement en cours de recherches et de standardisation, le réseau 4G (4ème génération), est proposé comme future génération des réseaux mobiles après la 3G. Ce réseau a également pour objectif d'abolir les frontières de la mobilité.

Avec le réseau 4G, un utilisateur pourra se connecter où qu'il se trouve : à l'intérieur des bâtiments avec les technologies Bluetooth, UWB ou Wifi...etc. à l'extérieur (dans la rue et les lieux publics) avec l'UMTS ou le WiMAX...etc. En général, le passage d'un réseau à l'autre deviendra transparent pour l'utilisateur [5].

Les débits supposés sont entre 20 et 100 Mbps à longue portée et en situation de mobilité, et de 1 Gbps à courte portée vers des stations fixes.

Par définition, la 4G assure la convergence de la 3G avec les réseaux de communication radio fondés sur le protocole IP. La connexion devra être possible quel que soit le mode de couverture.

L'institution internationale de standardisation ITU (Union Internationale des Télécoms) n'a toujours pas donné de définition à la 4G. Les trois technologies supposées comme candidates potentielles pour une validation 4G sont [6]:

- **Long Term Evolution (LTE)** poussée par les Européens, avec Ericsson en tête suivi de Nokia et Siemens.
- **WiMAX version 802.16m** soutenu par Intel sachant que le WIMAX a été ajouté à la liste des standards 3G par l'ITU le 19/10/2007 [7].
- **Ultra Mobile Broadband (UMB)** soutenu par le fondateur américain Qualcomm (fabriquant des puces).

Dans l'industrie des télécommunications, la **LTE** (Long Term Evolution) est le nom d'un projet au sein du 3GPP qui vise à produire les spécifications techniques de la future norme de réseau mobile de quatrième génération (4G).

Les réseaux mobiles de troisième génération actuels s'appuient sur le standard UMTS, dont les performances ont évolué depuis 2002 pour atteindre dans un premier temps des débits moyens de l'ordre de 250 Kbit/s. Avec la technologie HSDPA (High Speed Downlink Packet Access), évolution de l'UMTS, le débit crête théorique atteint 14 Mbit/s.

Avec la quatrième génération, les industriels et les opérateurs cherchent à faire passer les débits aux alentours de 40 mégabits à l'horizon 2009-2012, et peut être plus à plus long terme. On devrait donc atteindre des débits proches de ceux disponibles dans le fixe avec la fibre optique, avec la nuance que la bande passante sera mutualisée entre tous les utilisateurs présents simultanément dans la zone considérée [8].

L'état actuel du standard stipule :

- Un débit antenne vers client (descendant) maximum de 326.4 Mbps (avec 4 antennes en mode MIMO) et 172.8 Mbits/sec. (avec 2 antennes) pour chaque tranche de 20 MHz de spectre ;

- un débit client vers antenne (montant) maximum de 86.4 Mbps pour chaque tranche de 20 MHz de spectre ;
- le support de 200 clients actifs par cellule et par tranche de 5 MHz de spectre ;
- une latence inférieure à 5 millisecondes pour les paquets IP de petit format ;
- une flexibilité accrue dans l'attribution du spectre de fréquence (1,25 MHz jusqu'à 20 MHz), contrairement aux systèmes actuels où l'allocation se fait par tranche fixe de 5 MHz créant de nombreux problèmes de coexistence entre systèmes concurrents ;
- taille des cellules de 5 km avec performances optimales, 30 km avec performances raisonnables et 100 km avec performances acceptables ;
- coexistence avec les standards actuels, les clients pouvant passer d'un standard à un autre sans interruption de la communication ni intervention manuelle et ce d'une manière tout à fait transparente.

1.4.1 Objectifs de la 4G

La 4ème génération vise à améliorer l'efficacité spectrale et à augmenter la capacité de gestion du nombre de mobiles dans une même cellule. Elle tente aussi d'offrir des débits élevés en situation de mobilité et à offrir une mobilité totale à l'utilisateur en établissant l'interopérabilité entre différentes technologies existantes. Elle vise également à rendre le passage entre les réseaux transparents pour l'utilisateur, à éviter l'interruption des services durant le transfert intercellulaire et à basculer l'utilisation vers le tout-IP [9].

Enfin, la 4G toujours en cours de recherche, est un futur standard qui vise en général à améliorer la QoS (Quality of Service) en terme de débit, mobilité, ...etc. dans le cas d'échange de trafic en temps réel sensible au délai par les abonnés. Cependant, il y a quelques buts visés par la 4G qui sont très difficiles à réaliser, tel offrir des débits très élevés pour des utilisateurs qui se déplacent à très grande vitesse, ou encore garantir à l'utilisateur un Handover transparent et sans aucune interruption.

1.4.2 Comparaison entre LTE et les autres standards

Le tableau 1-1 ci-dessous présente une comparaison entre des technologies candidates à la 4G : 802.16e / 802.16m, LTE et UMB :

	802.16e	802.16m	LTE	UMB
Cœur de réseau	IP	IP	IP	IP
Max de Débits Lien descendant Lien Montant (pour 20 Mhz)	75 Mb/s 25 Mb/s	>130Mb/s >75Mb/s	100 Mb/s 50 Mb/s	288 Mb/s 75 Mb/s
Technologie D'accès	OFDMA	OFDMA	OFDMA	OFDMA
Technique avancée des antennes	MIMO	MIMO beamforming	MIMO	MIMO, SDMA, beamformin g
Bande Passante du canal	1.25 à 20 Mhz	5 à 20 Mhz	1.25 à 20 Mhz	1.25 à 20 Mhz
Mobilité supportée	120 Km/h	350 km/h	>350Km/h	>300 Km/h
Totale mobilité	Oui	Oui	Oui	Oui
Economie d'énergie	Oui	Oui	Oui	Oui
Couverture de la cellule (zone dense)	2-7 Km	1-7 Km	5 Km	1-7 Km
Capacité de cellule	100-200 utilisateur	> 200	>200 à 5 Mhz >400 pour une large BP	>200
Héritage	IEEE 802.16a Jusqu'à 802.16d	IEEE 802.16a Jusqu'à802.16 e	GMS/GPRS/ UMTS/HSDP A	CDMA200/ EV-DO
Mode de duplirage	FDD+TDD	TDD+FDD	FDD+TDD	FDD
Efficacité spectrale	3.75Bit/Sec/Hz	8 Bit/Sec/Hz	5 Bit/Sec/Hz	5 Bit/Sec/Hz

Tableau 1-1 : Comparaison entre les standards 802.16e, 802.16m, LTE et UMB

- ❖ Une comparaison entre les technologies d'accès de point de vue de mobilité est montrée par la figure 1-12, elle représente le rang de la mobilité en fonction du débit donnée pour un utilisateur.

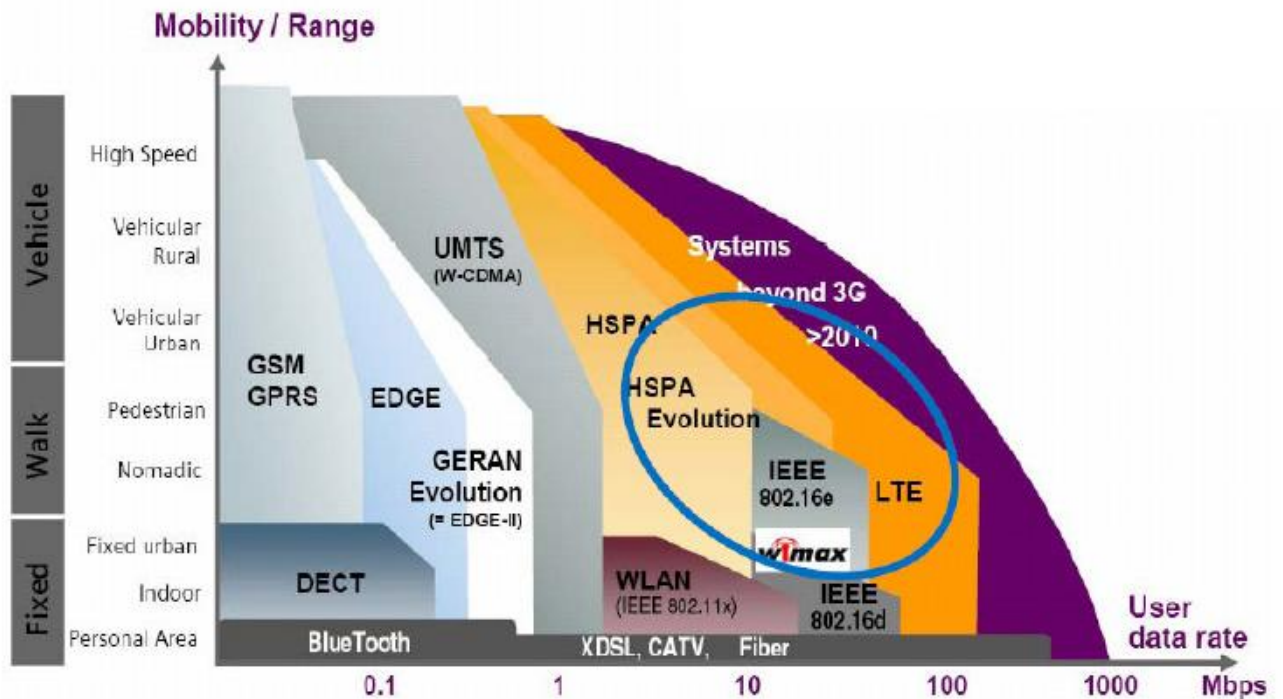


Figure 1-12 : Le positionnement des technologies d'accès

1.5 La LTE [10], [11], [12]

LTE (Long Term Evolution) est la norme de communication mobile la plus récente qui est proposée par l'organisme 3GPP dans le contexte de la 4G. Comme l'IEEE 802.16m, elle propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée. Théoriquement, la LTE peut atteindre un débit de 50 Mbps en lien montant et 100 Mbps en lien descendant.

En réalité, l'ensemble de ce réseau s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé de deux parties :

- Le réseau évolué d'accès radio LTE
- Le réseau cœur évolué appelé SAE (System Architecture Evolution).

Le seul inconvénient de cette nouvelle technologie est l'installation de ses nouveaux équipements qui sont différents de ceux des normes précédentes, et le développement des terminaux adaptés.

1.5.1 L'accès radio dans la norme LTE

Pour offrir des débits élevés, la LTE emploie la technologie OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) dans le sens descendant et le SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access) dans le sens montant. La LTE respecte les délais requis par le trafic temps-réel.

Cette technologie prend en charge la mobilité des utilisateurs en exécutant le Handover à une vitesse allant jusqu'à 350 Km/h.

La LTE a pris en charge l'interconnexion et l'interopérabilité avec les normes 2G et 3G et les réseaux CDMA-2000.

Contrairement à la 3G qui nécessite d'allouer une bande de fréquence de 5 MHz, la LTE propose plusieurs bandes de fréquences allant de 1.25 jusqu'à 20 MHz. Cela lui permettra de couvrir de grandes surfaces.

1.5.2 Réseau cœur SAE

Contrairement aux normes 2G et 3G qui proposent deux domaines de commutation de circuit et de paquet, le réseau cœur SAE ne propose qu'un seul domaine paquet fondé sur l'IP et appelé EPC (Evolved Packet Core).

Il y a deux types de communication au niveau du SAE :

- default bearer qui est une connectivité permanente sans garantie de débit entre un abonné et son réseau SAE d'attachement et,
- dedicated bearer qui est une connectivité avec garantie de débit et d'une certaine QoS dans le cas de l'utilisation d'un trafic temps-réel sensible au délai.

1.5.3 Réseau global EPS

En comparant avec les normes 2G et 3G, l'architecture de l'EPS est plus simple. En particulier la nouvelle entité eNodeB remplace les fonctions des deux composants NodeB et RNC définis dans la 3G. L'EPS est composé de :

- **UE** : équipement utilisateur.
- **eNodeB** : responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE.
- **MME (Mobility Management Entity)** : MME est responsable de la gestion de la mobilité et l'authentification des utilisateurs. Elle est responsable aussi du Paging lorsque l'utilisateur est en état inactif, elle sélectionne les composants dédiés aux types de la communication de l'utilisateur, elle gère le Handover inter-domaines et inter-réseaux et enfin elle s'occupe de la signalisation.
- **Serving GW (Serving Gateway) ou UPE (User Plane Entity)** : joue le rôle d'une passerelle lors du Handover inter-domaines et inter-réseaux. Il est responsable du routage des paquets.
- **PDNGW (Packet Data Network Gateway) ou IASA (Inter-Access System Anchor)** : Il est chargé de la mobilité entre les différents systèmes, il est composé de l'élément 3GPP Anchor qui permet d'exécuter la mobilité entre la LTE et les technologies 2G/3G, et l'élément SAE Anchor qui permet d'exécuter la mobilité entre le système 3GPP et les systèmes non 3GPP (WIFI, WIMAX, ...etc.). Sachant que l'élément SAE Anchor ne prend aucune décision concernant la mobilité, il exécute seulement les décisions prises par l'UE, il est responsable de l'attribution des adresses IP aux utilisateurs.
- **HSS (Home Subscriber Server)** : c'est la base de données qui est l'évolution du HLR de la 3G. Elle contient les informations de souscriptions pour les réseaux GSM, GPRS, 3G et LTE...etc.
- **PCRF (Policy & Charging Rules Function)** : il fournit les règles de la taxation.
- **EPDG (Evolved Packet Data Gateway)** : c'est un élément réseau qui permet l'interopérabilité avec le réseau WLAN en fournissant des fonctions de routage des paquets, de Tunneling, d'authentification, d'autorisation et d'encapsulation / décapsulation des paquets.

L'architecture du réseau EPS est présentée ci-dessous en figure 1-13 [13].

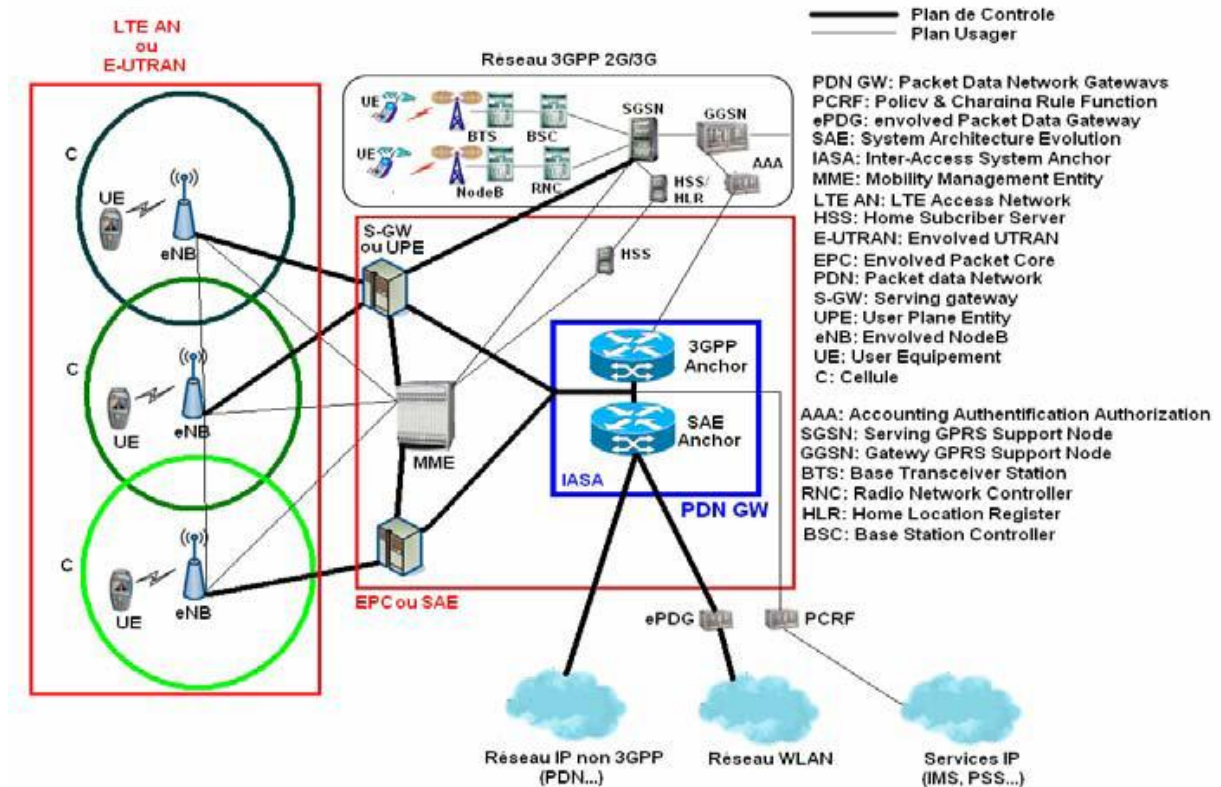


Figure 1-13 : Architecture de l'EPS

1.5.4 Le Handover dans LTE

Dans la LTE [14] la gestion de mobilité est distribuée, les eNodeBs prennent la décision du Handover d'une façon autonome sans implication des éléments MME et S-GW. Les informations nécessaires au Handover sont échangées entre les eNodeBs via une interface appelée X2. Le MME et le S-GW recevront une notification avec un message complet de Handover après que la nouvelle connexion aura été attribuée entre l'UE et la nouvelle eNodeB. Après réception du message, les Gateways effectuent le chemin de commutation.

Durant le Handover il y a un délai durant lequel l'UE n'est pas connecté au système. Pour résoudre cela, une solution temporaire de Forwarding des données perdues de l'ancien eNodeB vers le nouveau eNodeB est proposée. Dans ce cas il n'y a pas de mémorisation des données au niveau des Gateways. L'intérêt de cette solution est de minimiser la charge de signalisation au niveau de l'interface entre l'eNodeB et l'MME/S-GW.

1.6 Conclusion

Cette étude a fait une révision de l'évolution des générations de la téléphonie et en même temps creusé sur les notions d'un réseau mobile. Elle permet non seulement de bien comprendre le développement de l'ensemble des technologies téléphonique mais aussi d'avoir une vue plus clair sur le futur de ce domaine.

Chapitre 2:Le canal de propagation

2.1 Introduction

Les premières liaisons radioélectriques furent établies, au début du XXIème siècle. Elles furent réalisées par Marconi qui s'appuya sur les travaux théoriques de Maxwell et les expériences de Hertz. Depuis, la propagation fait toujours l'objet d'étude intense avec une demande croissante de nouveaux systèmes sans fil nécessitant une modélisation de la propagation dans des conditions toujours plus diverses : environnement, bande de fréquence, débit. Dans la suite de cette partie, on s'intéressera d'abord à la définition du canal de propagation, puis aux paramètres de caractérisation du canal radio mobile.

2.2 Le canal de propagation

2.2.1 Définition

L'étude du canal de propagation est une étape importante dans la définition et le dimensionnement de nouveaux systèmes de communications sans fil. En effet, le canal de transmission peut être modélisé comme un filtre linéaire permettant de représenter la transformation d'un signal électrique d'entrée $e(t)$ en un signal électrique de sortie $s(t)$ par le biais des ondes électromagnétiques (figure 2-1). En d'autres termes, le canal de propagation correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'information entre un émetteur et un récepteur. On prendra soin de différencier le canal de propagation, qui ne tient compte que des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques dans l'environnement, du canal de transmission qui ajoute en plus les caractéristiques des diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception.

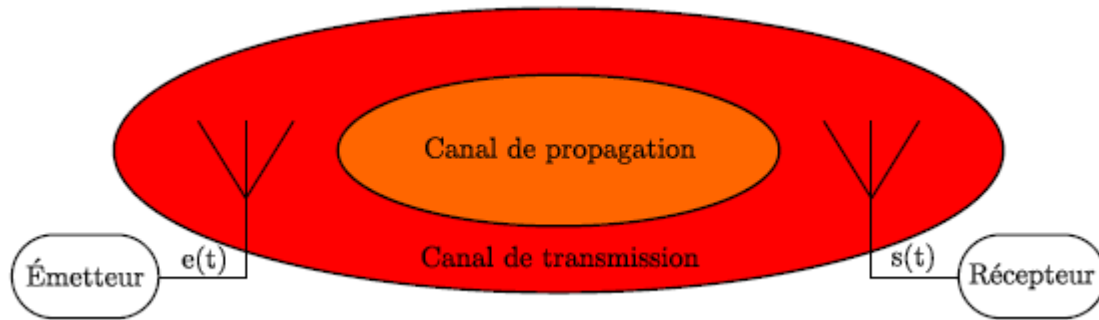


Figure 2-1: Le canal de propagation et le canal de transmission

2.2.2 Propagation en espace libre

On considère tout d'abord la propagation en espace libre, c'est-à-dire le cas idéal où il n'y a pas d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur. En définissant G_T le gain de l'antenne d'émission et P_T la puissance de signal émis, on peut exprimer la densité de puissance W présente à une distance d par [15] :

$$W = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2} \quad (2-1)$$

On peut relier la densité de puissance W à la puissance P_R du signal détecté aux bornes d'une antenne réceptrice de gain G_R .

$$P_R = W A_R = W \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (2-2)$$

Avec A_R représentant l'aire effective de l'antenne de réception, et λ la longueur d'onde pour la fréquence de travail. En combinant les équations (2-1) et (2-2) on exprime la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation en espace libre d'un signal :

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2-3)$$

Exprimée en dB l'équation (2-3) devient :

$$PL(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) - G_T(f) - G_R(f) \quad (2-4)$$

Avec :

d, distance entre l'émetteur et le récepteur en kilomètre

f, fréquence en MHz

PL (f, d), rapport de la puissance émise sur la puissance reçue (P_T / P_R), soit l'affaiblissement du canal de transmission en fonction de la distance d et de la fréquence f

2.2.3 La propagation multi-trajets

Dans la majorité des environnements, le récepteur n'est généralement pas en visibilité directe de l'émetteur. Toutes les ondes qu'il reçoit lui parviennent donc par différents trajets provenant de l'interaction du signal émis avec les nombreux obstacles présents dans l'environnement et, s'il existe, grâce au trajet direct entre l'émetteur et le récepteur. Le signal reçu est donc la somme de nombreux échos (trajets multiples) du signal émis arrivant au récepteur avec une certaine atténuation, un certain déphasage et avec un certain retard, lié à la longueur du trajet. Ces différents échos engendrent au niveau du récepteur des interférences constructives ou destructives qui peuvent conduire à une détérioration importante du signal reçu. Lors de mesure ou de simulation du canal de propagation, deux configurations seront différenciées. Tout d'abord, dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe on parlera de situation LOS (Line Of Sight). A l'inverse lorsque la visibilité est obstruée par n'importe quel obstacle on parlera de situation NLOS (Non Line Of Sight).

Les différentes interactions onde-matière permettant à l'onde de se propager sont les suivants (voir figure 2-2):

La réflexion : le phénomène de réflexion se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle de grande dimension et qui présente des défauts de surface de petites tailles comparées à la longueur d'onde. L'amplitude et la direction du rayon réfléchi sont gouvernées par les lois de l'optique géométrique (Snell-Descartes, Fresnel). On distingue deux types de réflexion : la réflexion

spéculaire et la réflexion diffuse. Si la surface réfléchissante est lisse, c'est-à-dire que la taille des irrégularités à la surface est petite devant la longueur d'onde, on parlera de réflexion spéculaire. A l'inverse si la surface réfléchissante est irrégulière ou rugueuse, on parlera de réflexion diffuse. L'énergie se propagera alors selon la direction spéculaire, mais une partie sera émise dans toutes les directions. Ce phénomène apparaît par exemple en présence de végétation en outdoor (on parle aussi de diffusion) et en présence de mobilier en indoor. La réflexion spéculaire est présente dans le phénomène dit de propagation guidée. En effet, certains environnements (rue étroite, couloir, tunnel, etc.) se comportent comme un guide d'onde en ce qui concerne la propagation des ondes radioélectriques suite à une succession de réflexions sur leurs parois. Ce phénomène facilite la propagation à longue distance.

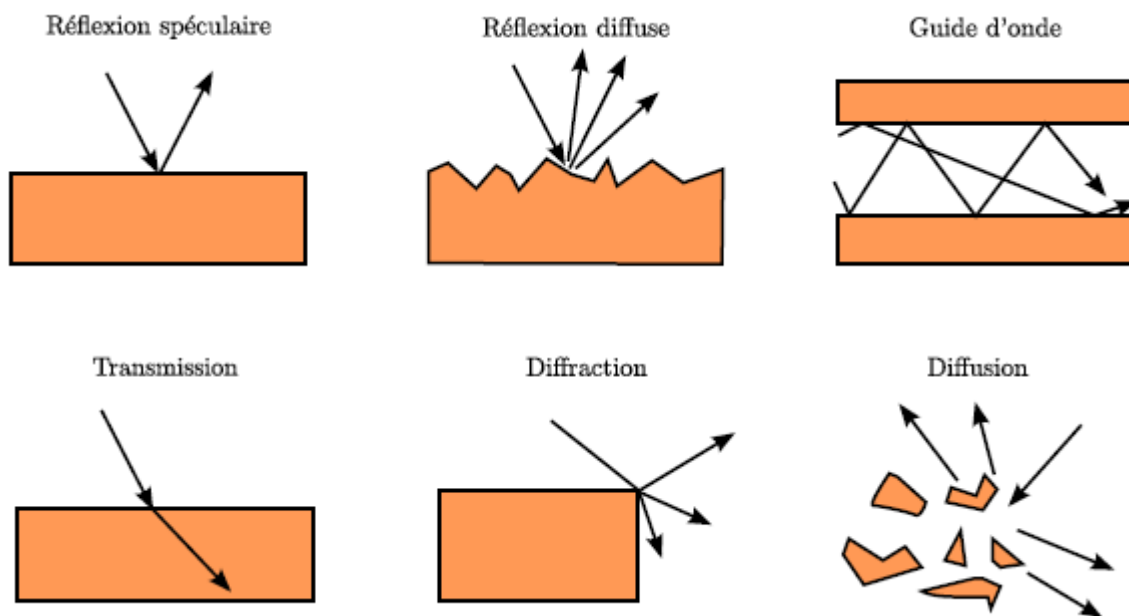


Figure 2-2: Les principaux mécanismes de propagation

La transmission : la transmission est le phénomène associé à la traversée d'un obstacle par une onde électromagnétique. Ce phénomène joue un rôle assez faible lors de la propagation en environnement outdoor. Par contre, sa contribution est peut-être prépondérante en environnement indoor. En effet, pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation, directement liée aux caractéristiques électromagnétiques du matériau considéré, mais aussi liée à d'autres paramètres comme l'épaisseur de la paroi traversée et l'angle d'incidence.

La diffraction : le phénomène de diffraction apparaît lorsque l'onde rencontre l'arête d'un obstacle dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde. C'est l'un des facteurs les plus importants de la propagation des ondes radioélectriques. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens, qui considère que chaque point atteint par une onde se comporte comme une source secondaire. Il est calculé aussi grâce à la TGD (Théorie Géométrique de la Diffraction) et la TUD (Théorie Uniforme de la Diffraction) qui ont permis d'expliquer la continuité du champ électromagnétique situé de part et d'autre de la ligne de visibilité optique.

La diffusion : Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, le phénomène observé correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. Dans ce cas, on traite le comportement de l'onde incidente de façon statistique et on parle de diffusion. Nous considérons généralement que l'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable. Ce phénomène, le plus souvent observé en extérieur au contact de feuillages par exemple, peut se produire en intérieur sur un ensemble d'objets domestiques de petite taille.

Le guidage d'ondes : En environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites.

2.2.4 Les variations du canal de propagation

Comme on a pu le voir précédemment, la propagation des ondes radio obéit à une multitude de phénomènes qui en font un mécanisme complexe, surtout lorsqu'il y a des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. L'onde suit plusieurs chemins qui en raison de leur longueur et de leur vitesse de propagation induisent des temps d'arrivées différents, de telle sorte que le récepteur peut recevoir différentes répliques du même signal à des instants différents. Ces phénomènes dépendent bien sûr de la fréquence utilisée et de la nature des obstacles rencontrés (murs en béton, forêt dense, façade en verre, ... etc.). Comme souvent,

lorsque les phénomènes sont complexes, on s'appuie sur des modèles mathématiques. Leur complexité est relative au degré de précision désiré : plus la précision requise est grande, plus le modèle mathématique est complexe. On distingue trois échelles de variations du champ reçu : les variations dues à l'accroissement de la distance entre l'émetteur et le récepteur, les variations liées à l'environnement global (effets de masque) et celles liées à l'environnement local (évanouissement rapide).

Le pathloss : ou variation à grande échelle représente l'affaiblissement proportionnel à la distance de propagation entre l'émetteur et le récepteur. On parlera aussi d'affaiblissement sur le trajet. Sur la figure 2-3 est représentée l'évolution en fonction de la distance parcourue par le signal.

Le shadowing : représentant les variations lentes du signal dues aux différentes interactions avec les obstacles présents dans l'environnement.

Le fading : représentant les fluctuations rapides du signal liées aux interférences constructives et destructives entre les différents multi-trajets. Le signal reçu par le récepteur peut varier de 30 dB autour du signal moyen.

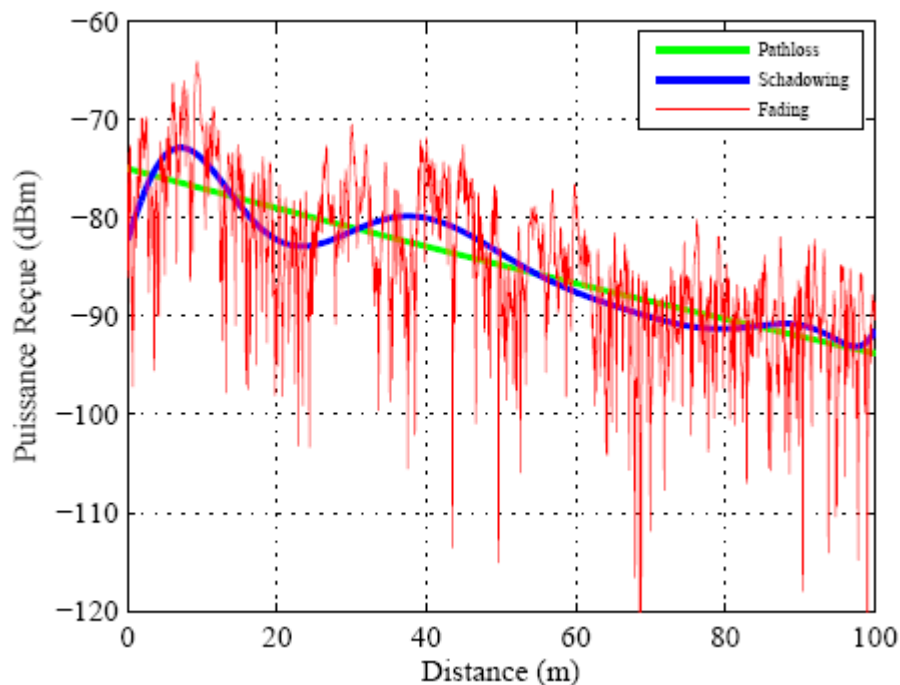


Figure 2-3: Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance

a) L'affaiblissement de parcours : pour un canal radio-mobile « réel », les variations lentes du canal de propagation sont principalement dues aux pertes de puissance par propagation et aux mécanismes de masquage. Afin de caractériser la dépendance en fréquence, on introduit alors N_d et N_f , appelés coefficients de pertes par propagation en distance et en fréquence. On peut ajouter que la puissance reçue varie avec la distance d selon une loi en $1/d^2$ et on exprimera l'affaiblissement de parcours (en dB) sous la forme :

$$PL(d, f) = PL_0 + 10N_d \log(d) + 10N_f \log(f) + X_\sigma \quad (2-5)$$

Avec :

PL_0 l'atténuation à une distance de 1 m.

X_σ , variable aléatoire gaussienne centrée d'écart-type σ représentant la variation moyenne de puissance reçue.

Le tableau 2.1 liste les valeurs de N_d obtenues dans divers environnements radio-mobile (le paramètre N_f étant fixé à 2). On notera tout d'abord que le paramètre N_d présente des valeurs différentes en fonction d'un environnement donné, mais aussi en fonction de la fréquence. Dans des conditions de visibilité directe, on trouvera des valeurs de N_d inférieures à 2 (on parlera alors de l'effet conduit). Inversement, N_d sera supérieur à 2 dans des conditions de non visibilité. De plus, en regardant les écart-types σ , on s'aperçoit que ces modèles ne donnent pas toujours de résultats satisfaisants. Dans le cas de la propagation en espace libre, le paramètre N_d prend la valeur 2.

Environnement	Fréquence (Mhz)	N_d	σ (dB)
Espace libre		2	
Bureau			
Cloison épaisse	1500	3.0	7
Cloison fine	900	2.4	9.6
Cloison fine	1900	2.6	14.1
Usine : visibilité			
Textile	1300	2.0	3.0
Textile	4000	2.1	1.0
Céréale	1300	1.8	6.0
Métallurgie	1300	1.6	5.8
Usine : non visibilité			
Textile	4000	2.1	9.7
métallurgie	1300	3.3	6.8

Tableau 2-1 : Coefficients de pertes pour différents environnements et fréquences [16]

On trouve dans la littérature plusieurs modèles de propagation pour l'affaiblissement de parcours. Le plus connu est le modèle d'Okumura-Hata [17][18] qui sert de base à une grande variété de modèles plus affinés et qui s'applique à l'ingénierie des systèmes outdoor.

b) Le shadowing : le shadowing ou effet de masque est modélisé par une loi gaussienne (en dB, la loi est donc normale) [19]. Il représente une variation sur les conditions de propagation, tantôt favorable (par exemple visibilité directe), tantôt défavorable (par exemple lors de la présence d'un obstacle important entre l'émetteur et le récepteur).

c) Le fading : le fading est dû à la réception simultanée de signaux d'amplitudes aléatoires et de phases aléatoires correspondant aux différents trajets d'un même signal. L'enveloppe du signal reçu (i.e. l'amplitude du champ) est modélisée par une loi de Rayleigh ou une loi de Rice .On utilisera une loi de Rayleigh lorsque les rayons proviennent de toutes les directions avec une puissance voisine et une loi de Rice [19] lorsque parmi tous les rayons se dégage un trajet prédominant.

d) L'effet Doppler : dans la majorité des configurations le point d'émission ou le point de réception sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. De même, les éléments à l'intérieur du canal de propagation ne sont pas toujours fixes. Cette mobilité dans le canal de propagation se traduit par un décalage entre la fréquence du signal émis et la fréquence du signal reçu. Prenons l'exemple le plus simple d'une onde plane arrivant avec un angle α au niveau d'un récepteur en mouvement ayant une vitesse v constante (voir Figure 2-4).

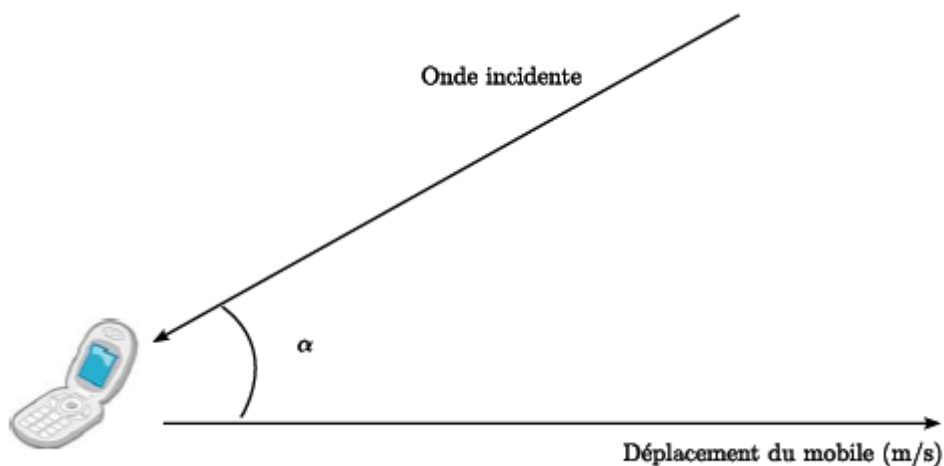


Figure 2-4: Représentation schématique du déplacement d'un mobile

Le décalage Doppler observé est égal à $f_d = f \frac{v}{c} \cos(\alpha) = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha)$ L'onde arrive alors au niveau du récepteur avec une fréquence égale à $f_0 + \mu$ (μ , décalage Doppler). Suivant la valeur de l'angle d'arrivée α , le décalage Doppler est réparti sur l'intervalle $[-f_d^{max} ; f_d^{max}]$, où f_d^{max} est le décalage Doppler maximum et est donné par la relation suivante (valeur prise pour $\alpha = 0$) :

$$f_d^{max} = f_o \frac{v}{c} \quad (2-6)$$

c : la vitesse de l'onde électromagnétique dans le vide; λ : la longueur d'onde

Dans le cas de la propagation multi-trajets, un effet Doppler affecte chaque trajet. Le spectre du signal se retrouve donc étalé dans la bande $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$ comme le montre la figure 2-5 à condition de travailler à une fréquence fixe.

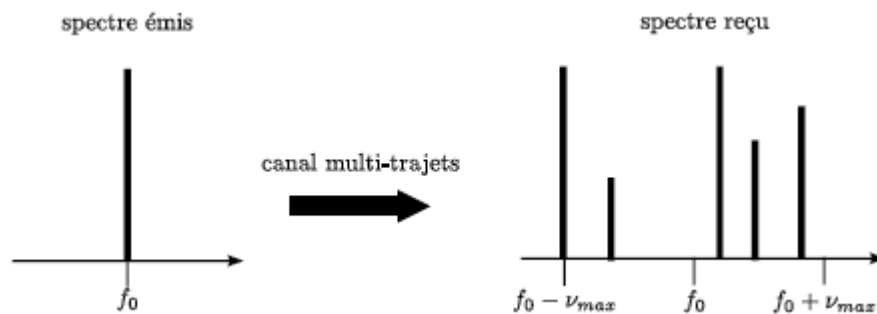


Figure 2-5 : Représentation de l'effet Doppler

On peut ajouter que le spectre Doppler possède une forme caractéristique en U. Cette répartition est une loi de probabilité. Elle signifie que lorsqu'un signal est transmis à une certaine fréquence f_0 , il sera plus probablement reçu autour de $f_0 - \mu$ ou $f_0 + \mu$ que de f_0 .

2.3 Représentation du canal de propagation

Lorsque les différences de temps de parcours des trajets multiples sont importantes, la fonction de transfert n'est plus constante sur toute la largeur du spectre : l'affaiblissement de propagation dépend de la fréquence et de la vitesse à laquelle on se déplace. On parle alors de canal sélectif en fréquence. Dans ce cas, la modélisation bande étroite n'est plus suffisante si on veut, par exemple, effectuer de la prédiction de débit, une modélisation large bande devient indispensable pour concevoir et évaluer les performances de nouveau système [20][21].

2.3.1 Paramètres caractéristiques

a) Le profil de retard en puissance ou Power Delay Profile (PDP)

La propagation par multi-trajets engendre des variations rapides au niveau de la puissance du signal reçu pour une position donnée. Si on suppose que le canal est invariant et stationnaire dans le temps sur une petite zone définie autour de cette position, on peut alors définir le profil des retards pour ce point en effectuant une moyenne à partir de M réponses impulsionnelles mesurées successivement dans cette zone. Cette moyenne a pour conséquence de supprimer les effets locaux des variations rapides du canal. On définit le profil de retard en puissance par l'équation suivante :

$$P(0, T) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h(t_m, T)|^2 \quad (2-7)$$

b) Dispersion des retards :

Pour traduire la dispersion du canal de propagation dans le domaine temporel, on détermine à partir du PDP le retard moyen τ_m ainsi que la dispersion des retards τ_{RMS} . Le retard moyen τ_m représente le moment d'ordre 1 du PDP et est défini par l'équation (2-8) :

$$\tau_m = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(0, \tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(0, \tau) d\tau}} \quad (2-8)$$

La dispersion des retards τ_{RMS} représente l'écart-type du PDP et est défini par :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 P(0, \tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(0, \tau) d\tau}} \quad (2-9)$$

La dispersion des retards est un paramètre significatif pour l'analyse du risque d'interférences inter-symboles (où ISI : Inter Symboles Interferences).

c) La bande de cohérence

La bande de cohérence B_c est définie comme la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme plat, en d'autres termes c'est la plage de fréquence sur laquelle la fonction de transfert du canal peut être considérée constante. On définit la bande de cohérence comme la fréquence à partir de laquelle l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal de propagation dépasse un seuil donné (généralement (90% et 50%)[22] :

$$B_{c,x\%} = \min\left\{\Delta f, \left| \frac{RT(\Delta f, 0)}{RT(0, 0)} \right| = \frac{x}{100} \right\} \quad (2-10)$$

La fonction $RT(\Delta f, 0)$ est appelée fonction de corrélation en fréquence et s'obtient par une transformée de Fourier du PDP. Si la largeur du spectre du signal émis est supérieure à la bande de cohérence, le comportement du canal varie avec la fréquence. On dit que le canal est sélectif en fréquence. Physiquement, la bande de cohérence et la dispersion des retards rendent compte du même phénomène : la dispersion temporelle du canal.

On peut donc les relier par :

$$B_c = \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad \text{si le seuil est de 90\%} \quad (2-11)$$

$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad \text{si le seuil est de 50\%} \quad (2-12)$$

Si la largeur de bande du canal utile est inférieure à la bande de cohérence du canal de propagation alors l'évanouissement est plat, sinon il est sélectif. L'évanouissement sélectif peut conduire à des variations du signal reçu de l'ordre de plusieurs dizaines de dB et dépend de multiples facteurs tels que la modulation utilisée, la vitesse du mobile, etc. En général, son effet est atténué par l'utilisation de la diversité d'espace ou de fréquence, le codage de canal et l'entrelacement. Lors des prévisions de couverture, l'évanouissement n'est pas analysé en détail par les modèles statistiques de propagation. Quelquefois, il est pris en compte en ajoutant une marge aux niveaux des champs électromagnétiques simulés.

d) Décalage Doppler et temps de cohérence

Il existe toujours des mobilités dans le canal de propagation. Le canal varie donc au cours du temps. Ces variations temporelles introduisent des décalages Doppler. La dispersion Doppler est ainsi égale à deux fois la fréquence Doppler maximale.

La cohérence temporelle T_c est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c du canal de propagation représente la durée pendant laquelle le canal peut être considéré comme stationnaire. Autrement dit, c'est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal restent quasiment constantes. Lorsque T_c est supérieur au temps symbole T_s , le canal est dit « peu fluctuant », dans le cas contraire, le canal fluctue rapidement (on peut aussi parler d'évanouissement rapide ou de « fast fading »).

e) Classification des canaux

Les différentes classifications pour le canal de propagation sont récapitulées dans le tableau 2-2. Cette classification dépend des différents paramètres larges bandes définis précédemment.

		Domaine fréquentiel ou retard	
		Canal non sélectif en fréquence (canal à bande étroite) $B \ll B_c$	Canal sélectif en fréquence (canal à large bande) $B \gg B_c$
Domaine temporel ou doppler	canal à évanouissements lents (canal non sélectif dans le temps) $T_s \ll T_c$	-Canal non dispersif ou canal à évanouissement plat -En réception, il n'est pas nécessaire de mettre en place un égaliseur	-Canal dispersif en fréquence ou canal à évanouissement temporel plat
	canal à évanouissements rapides (canal sélectif dans le temps) $T_s \gg T_c$	-Canal dispersif en temps ou canal à évanouissement fréquentiel plat	--Canal dispersif en temps et en fréquence

Tableau 2-2 : Classification des canaux [23]

2.4 Conclusion

Ce chapitre donne une description des paramètres caractéristiques du canal de propagation. Des généralités relatives au canal de propagation radio ont été introduites. Elles ont porté, tout d'abord, sur une description des phénomènes physiques qui interviennent dans un canal de propagation, puis, sur les paramètres appropriés à la description du canal de propagation.

La large gamme de fréquences des différents systèmes va induire des effets sur le canal de propagation.

C'est ce que montrent les différentes études menées. Elles ont permis de voir que les dégradations du canal de propagation indoor étaient dues essentiellement aux phénomènes de réflexion, de diffraction et de transmission par les obstacles (y compris les murs et les planchers) présent à l'intérieur des bâtiments. Lorsqu'on utilise des modèles de prévision de la propagation, il est donc utile de disposer d'informations précises sur les caractéristiques des matériaux de construction et sur celles des éléments de structure, qui constituent autant de paramètres d'entrée fondamentaux. Les caractéristiques de ces matériaux sont liées à leur permittivité complexe, une donnée dont on ne dispose pas forcément pour toutes les fréquences.

Chapitre 3: Les modulations multiporteuses OFDM et OFDMA

3.1 Introduction

Les techniques de modulation qu'on appelle multiporteuses [24] consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

Le multiplexage en fréquence est bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB Digital Audio Broadcasting), de télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting terrestrial), de communications numériques hauts débits (ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique, ainsi que dans l'étude des normes de communications pour réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments (Hiperlan 2 BRAN).

3.2 La modulation OFDM

3.2.1 Présentation du système OFDM

On considère la voix descendante d'un système de communication sans fil basé sur une transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles. Notre système comporte :

- K usagers, soit R_k ($k: 1 \dots K$) le débit du k ème utilisateur exprimé en Bits/seconde.
- N sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_u (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM (selon le compromis robustesse / débit).

Les problèmes de multi-trajet et de sélectivité fréquentielle sont d'autant plus importants lorsque le débit de transmission augmente, car la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit augmente. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis. Dans le cas mono-porteuse, les processus d'égalisation censés compenser les effets des multi-trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux, sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission.

La famille des modulations multi-porteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous-porteuses peu sensibles aux multi-trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser.

Cette technique de modulation consiste à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes mono-porteuses qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Ainsi dans le cas de l'OFDM, pour un train de symboles initial de période T_{si} , les Symboles seront répartis en N trains plus lents et auront alors une durée $T_s = N * T_{si}$. Cette diminution du rythme symbole entraîne une diminution des interférences entre symboles d'un rapport N. Ainsi, dans le cas mono-porteuse, pour un débit symbole de 10 Msymboles/s transmis sur un canal radio de distorsion maximale $\tau_m = 250 \mu s$, un symbole interfère avec $K=250 * 10 = 2500$ Symboles. Le processus d'égalisation s'effectuant par bloc est très complexe. En revanche, en répartissant ces symboles sur $N = 2048$ porteuses, moins de 2 symboles rentrent en interférence, ce qui simplifie énormément l'égalisation du canal [25].

Cette technique consiste aussi à introduire :

- Des porteuses nulles au symbole pour lutter contre l'interférence Co-canal.
- Des porteuses pilotes pour la synchronisation, et l'estimation du canal.
- Un temps de garde (nommé CP : Cyclic Prefix) ajouté au temps utile du symbole pour remédier au phénomène ISI (Inter Symbol Interference) créé par la propagation NLOS, et pour faciliter la synchronisation entre la BS et la SS.

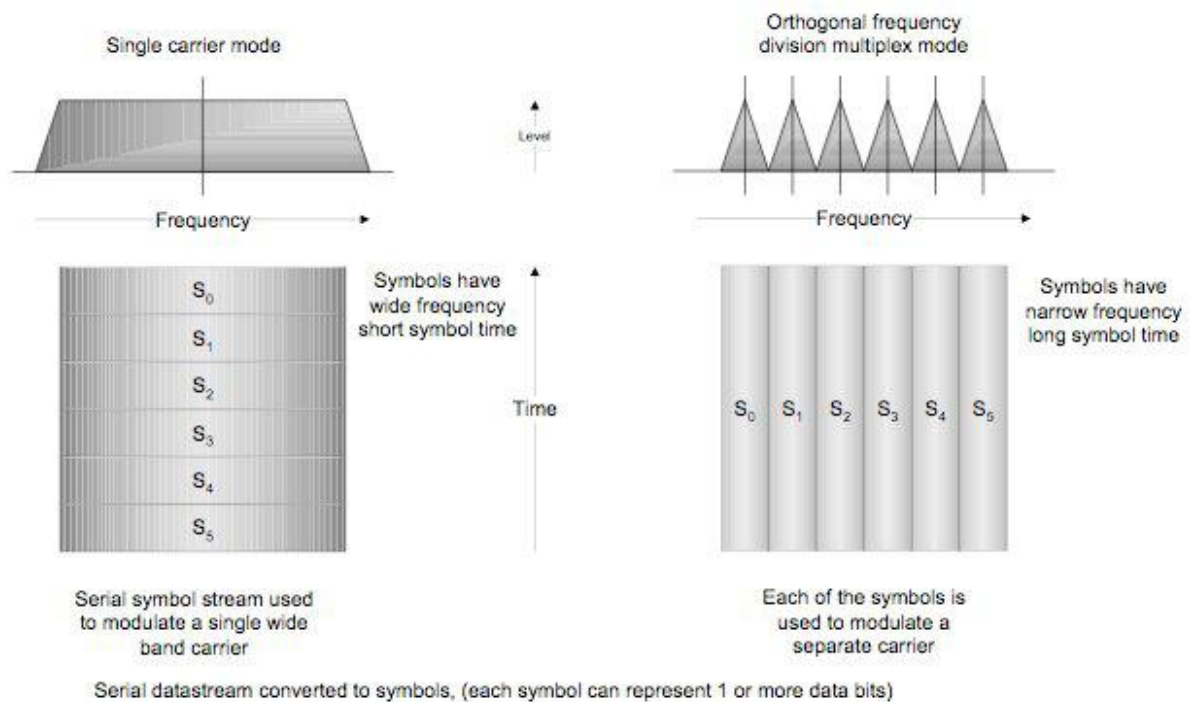


Figure 3-1 : différence entre la modulation mono porteuse et l'OFDM

3.2.2 Avantages de l'OFDM [26] :

Un des grands avantages de transmission OFDM est d'avoir partager la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmission mono-porteuse. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux. Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit) et de l'algorithme de Viterbi. De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage comme les codes convolutif et les codes en blocs (Reed-Salomon) s'avère très efficace.
- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations

monoporteuses ou le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affectent pas les autres symboles.

- Les techniques OFDM ont également une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multi-utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque porteuse peut-être codée indépendamment des autres porteuses.
- Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilitée par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'identification des coefficients du canal se fait sans inversion de systèmes d'équations.

3.2.3 Inconvénients de l'OFDM :

Cependant, une telle mise en œuvre comporte également des inconvénients [27] [28] [29].

- Après transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symbole fréquentiel, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à forte amplitude en comparaison avec des techniques mono-porteuses (pour lesquelles les constellations sont émises directement). Ceci crée des contraintes énormes sur les amplificateurs et conduit à une consommation de puissance importante. A titre d'exemple, si le vecteur de symboles fréquentiel $[1, 1, 1, \dots, 1]$ est émis, le signal temporel $[\sqrt{N}, 0, 0, \dots]$ est alors obtenu. La première composante du bloc de symbole temporel émis possède alors une très forte amplitude. Afin d'éviter le seuillage (appelé aussi clipping) du signal qui détruit l'orthogonalité des porteuses et par conséquent dégrade les performances du système, il est obligatoire d'utiliser des amplificateurs linéaires au prix d'un accroissement du prix des émetteurs. Actuellement, les techniques de transmission s'attachent plus à la réduction de l'amplitude du signal appelé également PAPR (Peak to Average Power Ratio). En pratique, la plupart des méthodes de réduction de PAPR sont basées sur des modifications du signal émis à l'aide d'un vecteur de correction. Le vecteur de correction créant est ajouté aux symboles fréquentiels une nouvelle constellation avec de meilleures propriétés. Ceci induit un accroissement de complexité non-négligeable au niveau de l'émetteur
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, le frequency off-set

engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques mono-porteuses de compensations sont mal adaptés aux techniques multi-porteuses et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.

- Il est à noter que le modèle OFDM précédent ne s'applique pas quand le préfixe cyclique est plus petit que la longueur du canal. Dans ce cas, un symbole émis sur une porteuse pourra interférer avec les symboles de porteuses adjacentes. Une solution (déjà utilisée dans le contexte ADSL) est de réduire la longueur du canal à l'aide d'un pré-égaliseur.

3.2.4 Notion d'orthogonalité en OFDM:

Nous allons à présent déterminer le spectre du signal OFDM. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre...

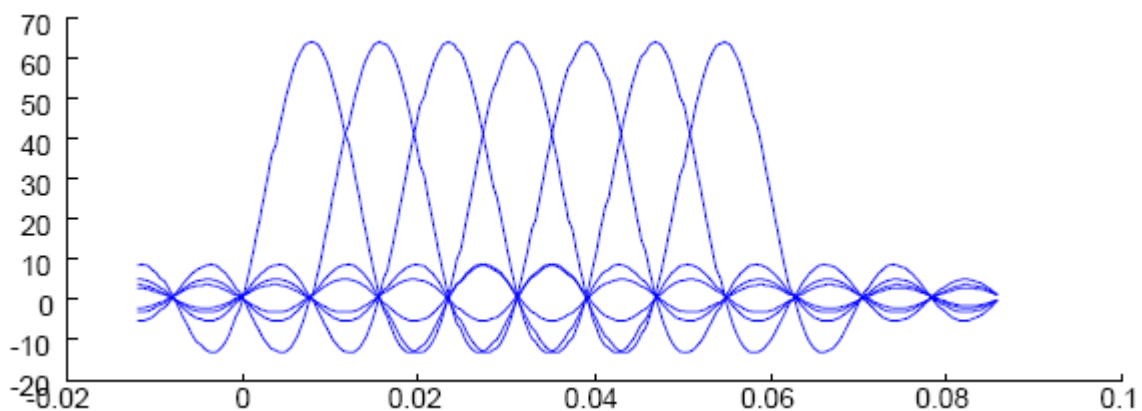


Figure 3-2 : Spectres des différentes porteuses

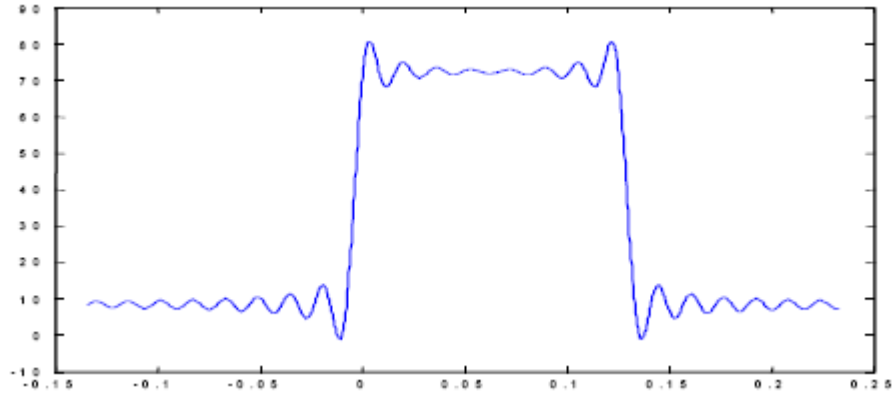


Figure 3-3 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Et le spectre total est la somme des spectres individuels.

La figure 3-2 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_S$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité.

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure 3-3 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_S$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_S$.

Remarque : Si le symbole c_k transporte q bits, le débit total est (nombre de bits par seconde) $qN/T_S = qB$. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symboles T_S , le spectre de chaque porteuse $1/T_S$ devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

En effet, pour l'OFDM, la bande de fréquence totale B est divisée en N sous-bandes $B_k \ll B_c$, mais la bande totale utilisée $B=N*B_k$ peut être $\gg B_c$, donc chaque sous-porteuse voit un canal constant mais parmi toutes les sous-porteuses, certaines sont affaiblies d'autres amplifiées.

De même chaque signal d'une sous-porteuse donnée est émis idéalement pendant la période symbole OFDM T_s doit être $\ll 1/B_d$ pour que sur chaque sous-porteuse le canal soit considéré comme invariant dans le temps. Par contre, il peut varier sur plusieurs symboles.

3.2.5 Principe de la modulation OFDM

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit. Dans un système conventionnel de transmission de données en série, les symboles sont transmis séquentiellement : le spectre de chaque donnée est autorisé à occuper toute la bande passante disponible.

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1}

Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.

Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $C_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (3-1)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$.

Alors : $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$ et $s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t}$ (3-2)

Voici le schéma de principe de la modulation.

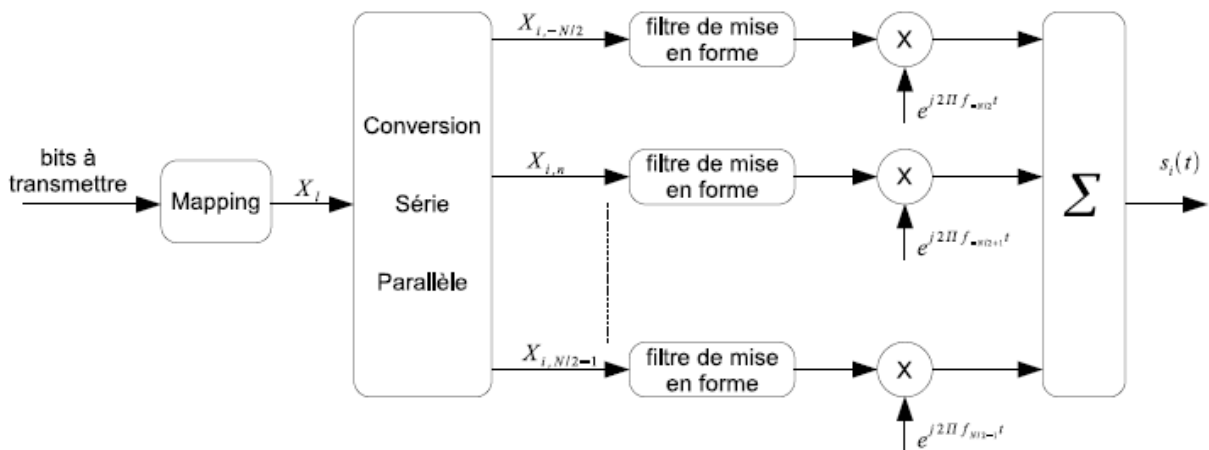


Figure 3-4 : Schéma de principe d'un modulateur

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles quaires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

D'après la figure 3-4, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

3.2.6 Principe de la démodulation OFDM

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (3-3)$$

Où $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique détaillé dans la figure 3-5.

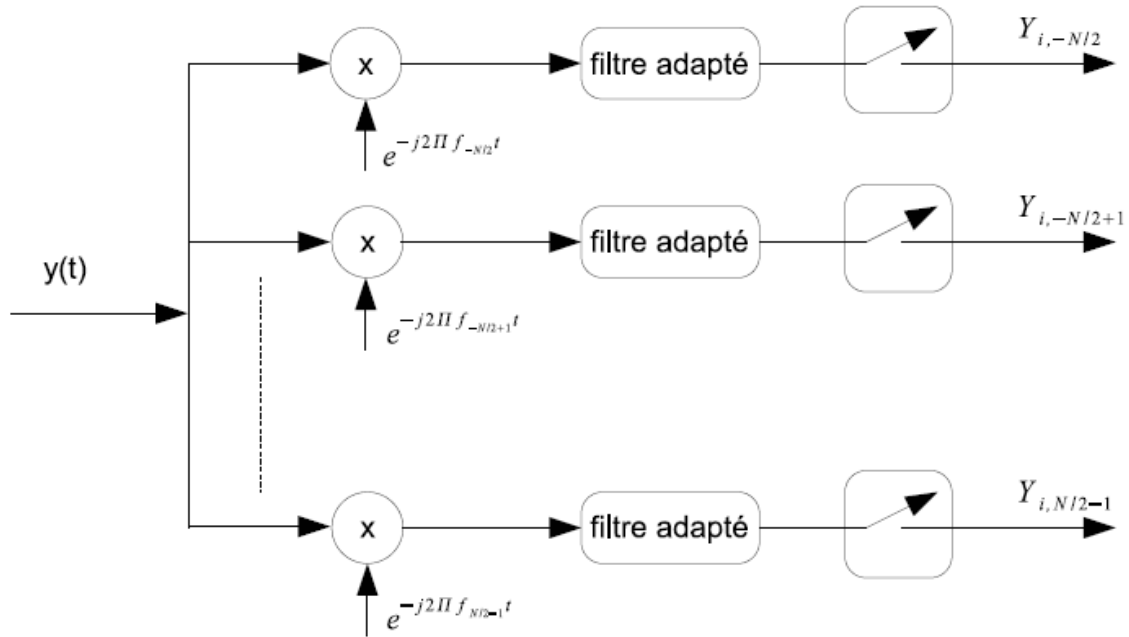


Figure 3-5 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM

3.2.7 Implémentation numérique

a) Techniques d'implémentation des modulateurs OFDM

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme/filtres adaptés avec un grand nombre de voies. C'est la raison pour laquelle l'OFDM a été proposée pour la première fois dans les années 50 mais très peu utilisée par la suite. Avec les progrès dans les domaines du traitement numérique du signal, ce problème s'est simplifié conduisant à une explosion de l'utilisation de cette technique [30].

En choisissant $N = 2^m$, l'algorithme de calcul rapide de la transformée de Fourier inverse (IFFT) peut être utilisée. Le schéma numérique d'un modulateur OFDM est alors décrit par la figure 3-6.

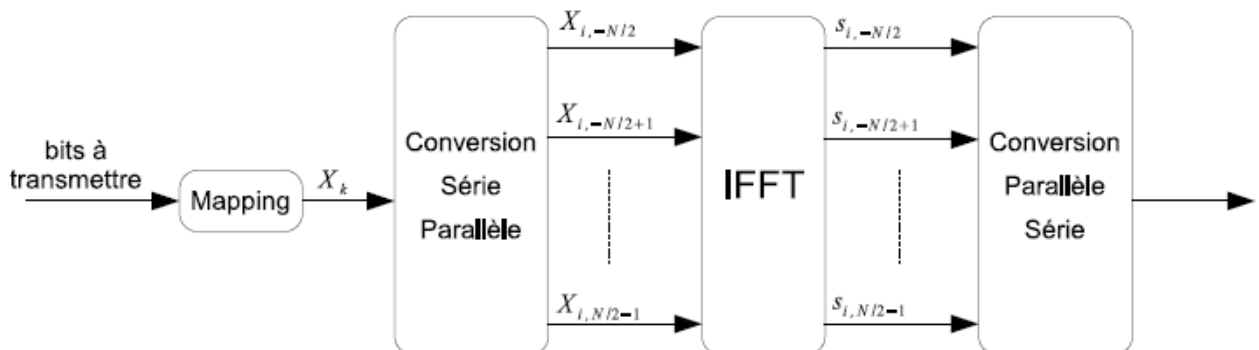


Figure 3-6 : Schéma de principe du modulateur OFDM numérique

b) Techniques d'implémentation du démodulateur

A la réception, la procédure inverse est appliquée. La démodulation consiste à effectuer une transformée de Fourier rapide directe des symboles reçus. Ceci peut être réalisé à l'aide de l'algorithme de la FFT [30]. La figure 3-7 décrit le schéma d'un démodulateur OFDM numérique.

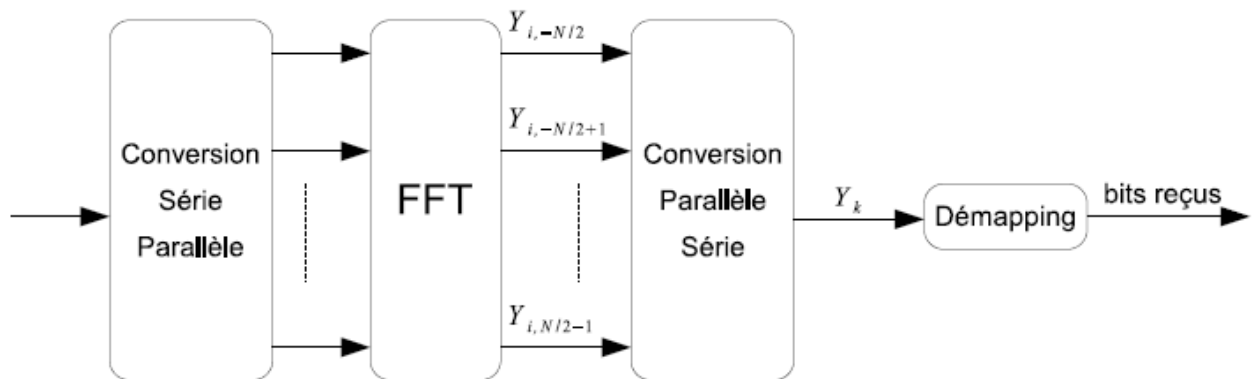


Figure 3-7 : Schéma de principe d'un démodulateur OFDM numérique

3.2.8 Egalisation et séquences d'apprentissage

La connaissance des $H_k(t)$ qui caractérisent chaque canal est nécessaire à l'égalisation dans la démodulation OFDM. Le processus visant à découvrir les paramètres du canal est appelé estimation du canal. Il s'effectue par la transmission de séquences d'apprentissage sur différentes fréquences et à différents instants. Le système de transmission devient dynamique et beaucoup plus complexe à modéliser.

3.2.9 Intervalle de garde (Cyclic prefix) :

Un des grands avantages de l'OFDM est sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence. En divisant le flux de données en N sous-porteuses, la durée symbole est N fois plus grande. Ainsi le rapport délai canal/durée symbole est réduit par le même facteur.

L'impact de l'interférence entre symboles (IES) est donc considérablement affaibli [30].

Cependant, il peut subsister une légère interférence entre les symboles OFDM. En effet, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période iT_s peut se superposer à un

écho provenant du symbole émis à la période $(i+1)T_s$. Pour résister contre ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée T_{CP} comme l'indique ci-dessous.

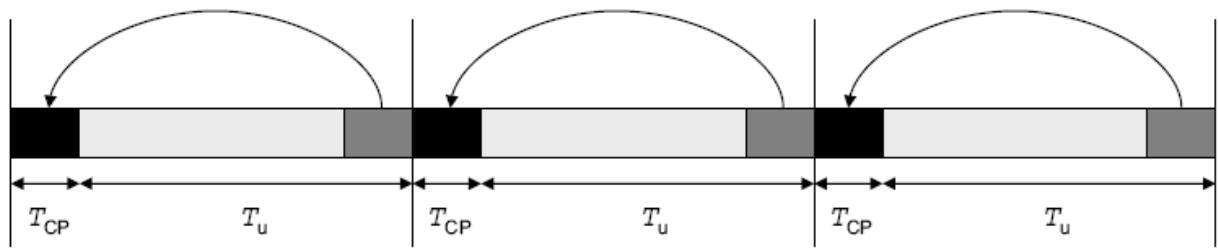


Figure 3-8 : L'insertion de préfixe cyclique [31]

Afin que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent sur le canal. En pratique, on choisit l'intervalle de garde de durée égale au quart du temps symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre la diminution des erreurs et la perte du débit utile.

Suite à l'introduction de l'intervalle de garde, on peut représenter les différentes étapes de la modulation OFDM par le schéma bloc de la figure 3-9 :

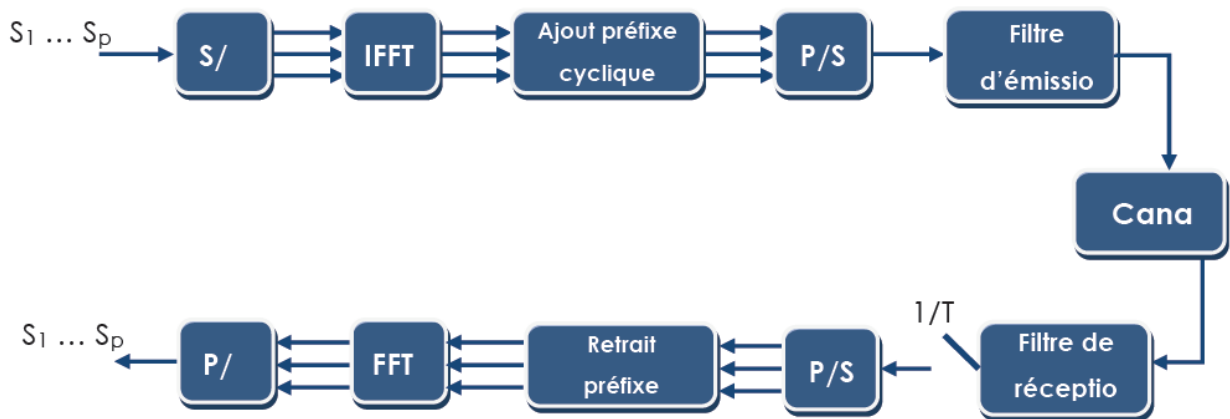


Figure 3-9 : Emetteur et récepteur OFDM

3.3 Description de la modulation OFDMA

3.3.1 Méthode d'accès multiple : OFDMA

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [32] est une modulation à porteuses multiples dont la principale caractéristique est l'orthogonalité des canaux supportés par chaque porteuse (appelée aussi sous porteuse). Les modulations à porteuses multiples ont été introduites pour combattre l'interférence entre symboles (et donc simplifier la tâche des égalisateurs) tout en maintenant un débit élevé.

Dans un contexte multi-utilisateurs, l'utilisation de l'OFDM est couplée à celle des techniques d'accès multiples.

L'OFDMA est une technique hybride entre l'OFDM, le TDMA et le FDMA (Frequency Division Multiple Access). Dans un même symbole OFDM, plusieurs utilisateurs reçoivent des parties distinctes de la bande fréquentielle.

Les avantages des techniques basées sur l'OFDM par rapport au TDMA et au FDMA sont la diversité fréquentielle et la robustesse aux multi-trajets.

L'accès par radio évolué adapte les paramètres de transmission non seulement dans le domaine de temps, mais également dans le domaine de fréquence. L'adaptation de domaine de fréquence est rendue possible par l'utilisation d'OFDM et peut réaliser de grands gains d'exécution dans les cas où le canal change de manière significative au dessus de la largeur de bande de système (cas de trajets multiples). Ainsi, l'adaptation de domaine de fréquence devient de plus en plus importante avec une largeur de bande accrue. Les informations sur la qualité de canal de downlink, obtenue par la rétroaction des terminaux, sont fournies par l'ordonnancier (*scheduler*) de station de base.

3.3.2 Sous canalisation

En OFDMA, on attribue aux utilisateurs des fréquences distinctes. La sous canalisation consiste à regrouper les sous porteuses [33]. La sous canalisation est par exemple utilisée en IEEE 802.16.

Un sous canal peut être constitué de sous porteuses adjacentes ou non.

Lorsque les sous porteuses ne sont pas adjacentes, un sous canal peut être constitué de sous porteuses réparties de façon homogène sur la bande fréquentielle.

3.3.3 Interférences et diversité fréquentielle

Lorsque les sous canaux sont composés de sous porteuses distribuées sur la bande fréquentielle, ils ont une qualité moyenne grâce à la diversité fréquentielle. En effet, pour un utilisateur donné, un sous canal comporte à la fois des sous porteuses de bonne et de mauvaise qualité. Dans un contexte multicellulaire, cela permet de moyennner les interférences entre les cellules.

3.3.4 L'ordonnancement

En OFDMA, l'ordonnancement de niveau MAC (Medium Access Control) est indissociable de la couche physique. Ces problématiques sont souvent énoncées sous l'expression cross layer. Désormais, en plus de l'état du trafic (considéré dans les techniques classiques), la sélection des utilisateurs doit tenir compte des conditions radio pour garantir un bon throughput (bonne utilisation des ressources). Les décisions doivent cependant tenir compte de l'équité. Un utilisateur pourrait être longtemps privé de transmissions si l'on ne considérait que les conditions radio. De nouveaux mécanismes sont donc à étudier pour assurer l'efficacité et l'équité de façon conjointe [33].

L'ordonnancier détermine quel bloc de spectre de downlink à assigner à tel ou tel utilisateur et choisit dynamiquement des débits appropriés pour chaque bloc de spectre en changeant le niveau de puissance de sortie, le taux de codage de canal et/ou l'arrangement de modulation. Les modulations 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM sont utilisées comme schéma de modulation dans le downlink. Pour le downlink, l'adoption d'OFDMA a permis un meilleur appui de différentes options de largeur de bande ; le rôle de l'ordonnancier est aussi l'allocation des ressources blocks (qui sont les plus petits éléments des ressources alloués) aux utilisateurs pour un intervalle de temps prédéterminé comme montré en figure 3-10.

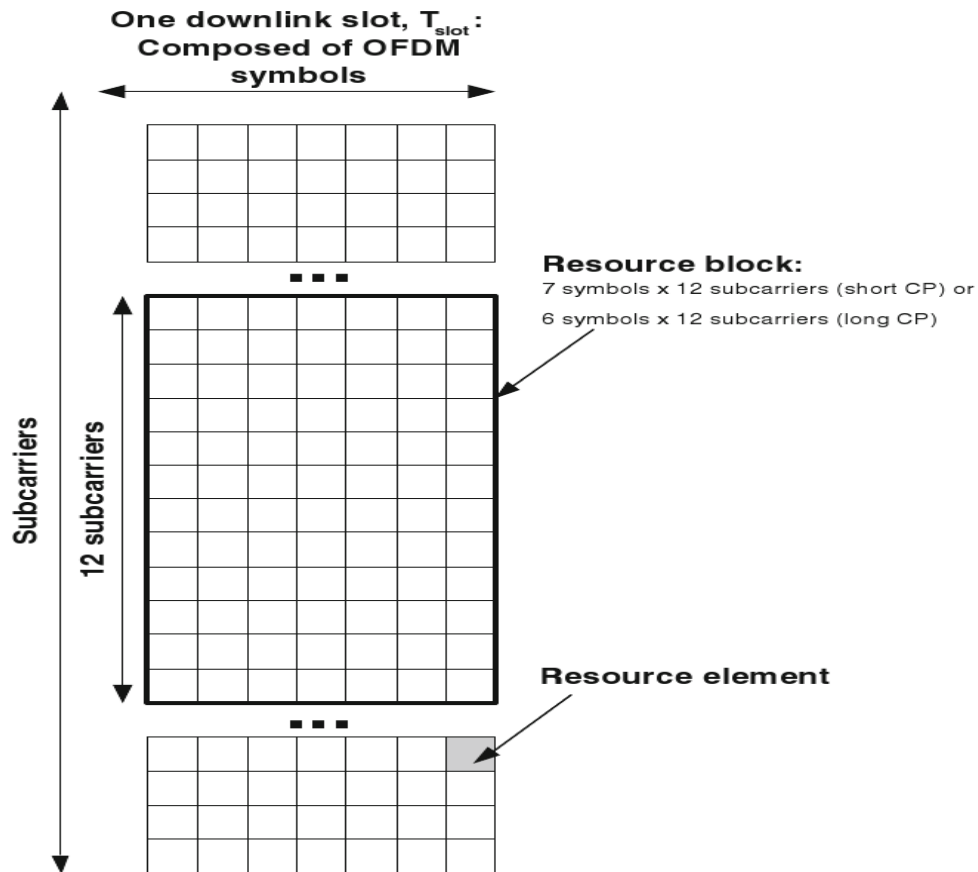


Figure 3-10 : Downlink Resource Block [33]

3.3.5 Les canaux physiques

a) La structure d'une frame OFDM :

Les canaux physiques sont munis d'une structure de trame qui sert à structurer les données transmises. Chaque trame est divisée en 20 time-slots comme indiqué en figure 3-11

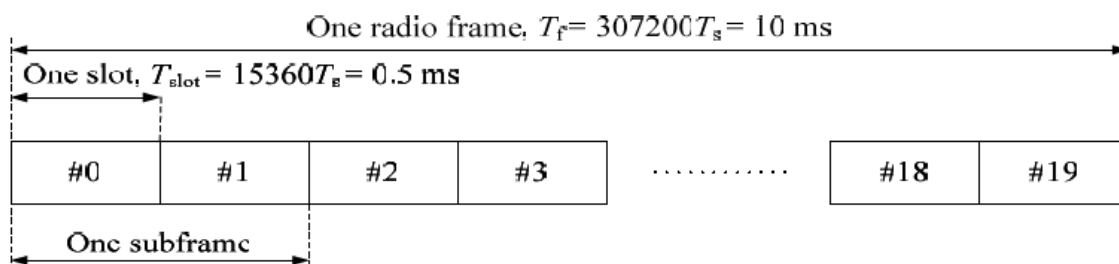


Figure 3-11 : structure d'une frame OFDM [33]

15360 T 0.5 ms slot s $T = \times =$ avec $T_s = 1$ (15000×2048)seconds, numérotées de 0 à 19.

Un subframe est défini comme deux slots consécutives.

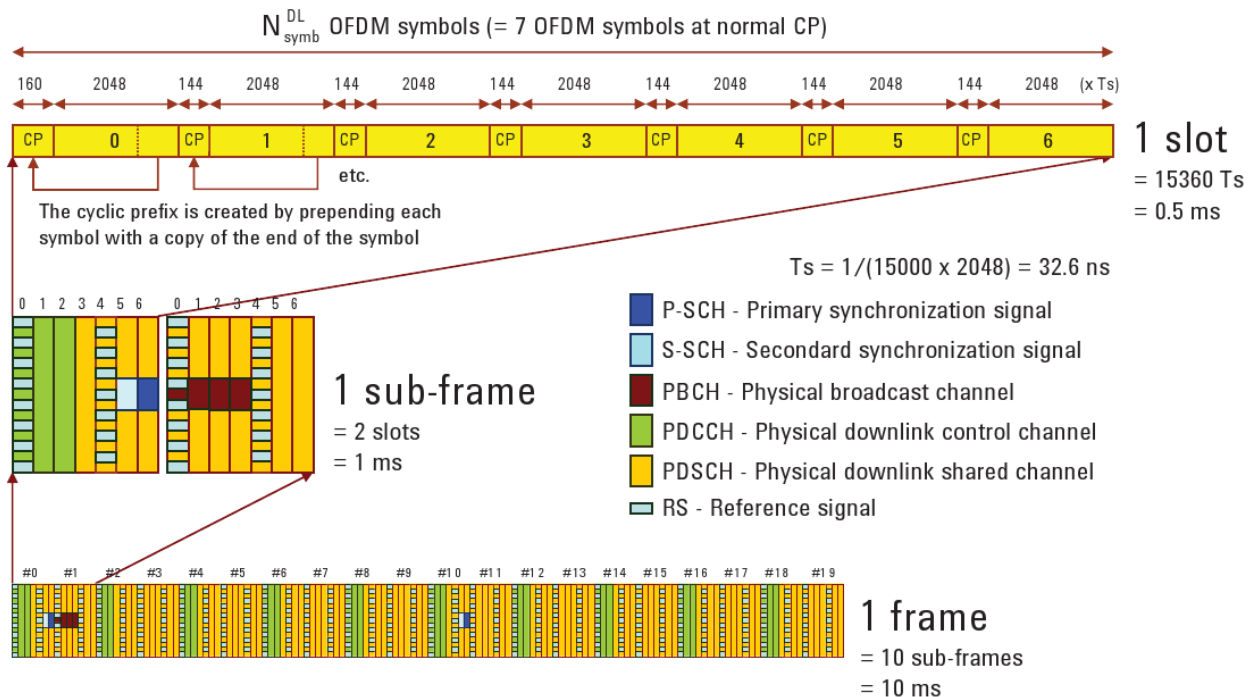


Figure 3-12 : les canaux physiques dans une voie descendante [33]

b) La description des canaux physiques : Les canaux physiques définis dans la voie descendante sont indiqués en figure 3-12, et la figure 3-13 montre leur structure en Downlink.

Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)

Physical Multicast Channel (PMCH)

Physical Downlink Control Channel (PDCCH)

Physical Broadcast Channel (PBCH)

Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)

Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)

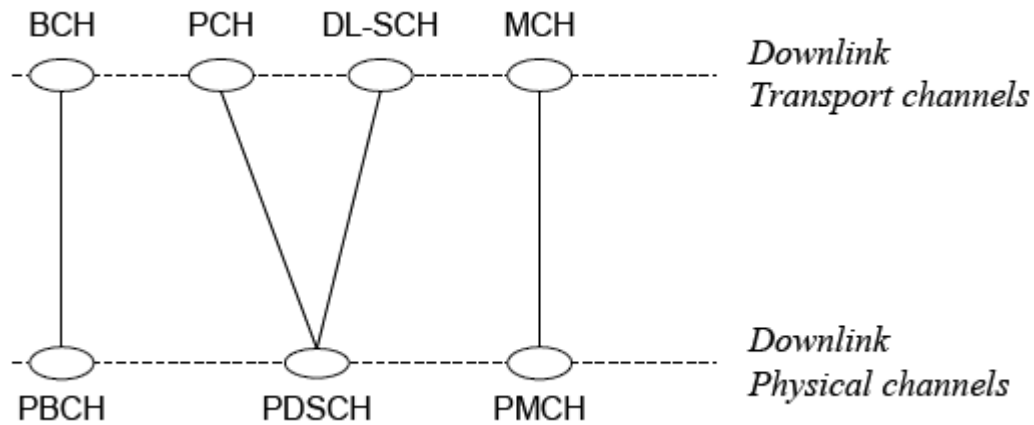


Figure 3-13: Structure de frame en voie descendante

❖ LTE Supporte une large gamme de la bande passante (voir Tableau 3-1)

Transmission BW	1.25MHz	2.5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	
Sub-frame duration	1 ms						
Sub-carrier spacing	15 kHz						
Sampling frequency	1.92 MHz $\frac{1}{2} * 3.84$ MHz	3.84 MHz	7.68 MHz $2 * 3.84$ MHz	15.36 MHz $4 * 3.84$ MHz	23.04 MHz $6 * 3.84$ MHz	30.72 MHz $8 * 3.84$ MHz	
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048	
Number of occupied Sub-carriers	76	151	301	601	901	1201	
Number of OFDM symbols Per sub frame (Short/long CP)	7/6						
CP length (μ s/samples)	Short	(4.69/9)* 6 (5.21/10) *1	(4.69/18) *6 (5.21/20) *1	(4.69/36) *6 (5.21/40) *1	(4.69/72)* 6 (5.21/80)* 1	(4.69/108) *6 (5.21/120) *1	(4.69/144) *6 (5.21/160) *1
	Long	(16.67/3 2)	(16.67/6 4)	(16.67/1 28)	(16.67/25 6)	(16.67/38 4)	(16.67/52 1)

Tableau 3-1 : La gamme des bandes supporté par la LTE

La structure de subframe avec normal cyclic prefix en voie descendante est illustrée à la figure 3-14. Chaque subframe se compose à deux time-slots de longueur de 0.5ms (6 ou 7 symboles OFDM selon la longueur du cyclic prefix). À l'intérieur de chaque trame, les symboles de référence sont situés dans le 1^{er} et 5^{eme} symbole OFDM pour un court CP et le 1^{er} et 4^{eme} symbole pour un long CP.

(La figure 3-14 est pour la structure de deux antennes en émission.), ces symboles de références sont intégrés dans la grille temps-fréquence, ils ont pour but l'estimation du canal.

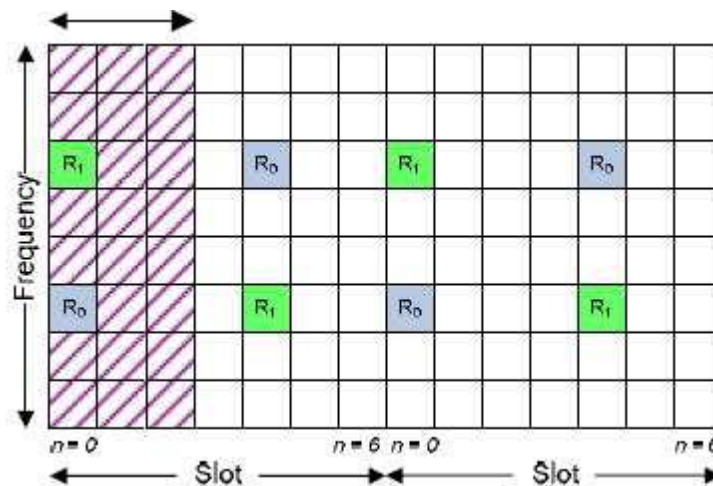


Figure 3-14 : les symboles de références dans un subframe [33]

✓ Physical Downlink Control Channel (PDCCH)

On a besoin des signaux de contrôle dans chaque subframe en voie descendante, tel que Downlink scheduling grant, uplink scheduling grant, and Downlink ACK/NACK.

On utilise seulement le code convolutif avec $R=1/3$, $K=7$ et la modulation QPSK pour le canal PDCCH.

✓ Physical Broadcast Channel (PBCH)

Le PBCH est caractérisée par les paramètres suivants:

- La taille fixe par bloc TTI
- Modulation QPSK
- Aucun HARQ

✓ Physical Multicast Channel (PMCH)

On utilise MBMS Single Frequency Network (MBSFN)

MBMS: Multicast Broadcast Multimedia Services

MBSFN est envisagée pour les services tels que la télévision mobile ou DVB-H. En MBSFN, les données sont transportés dans la même ressource bloc appartient des eNBs différents. Le préfix cyclique pour MBSFN est plus longue ($16.5\mu\text{s}$) pour que le terminal mobile puisse recombinaire des signaux venant des eNBs différents. La bande passante pour chaque sous-porteuse est de 7.5KHz. La modulation est QPSK, 16QAM, 64QAM.

✓ **Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)**

On utilise le canal PCFICH pour indiquer le nombre de symboles utilisés dans chaque subframe pour le signal contrôle en voie descendante. La modulation est QPSK.

✓ **Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)**

- HARQ: Hybrid Automatic Repeat Request

- HARQ est une nouvelle technique de retransmission qui utilise le protocole Stop-And-Wait. Les modulations supportées dans la voie montante et descendante sont QPSK, 16QAM et 64QAM.

✓ **Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)**

Utilise la modulation QPSK, 16QAM, 64QAM et utilisant Turbo code $R = 1/3$.

c) **Canaux de synchronisation** : les canaux de synchronisation sont :

-Canaux de synchronisation primaire (P-SCH)

-Canaux de synchronisation secondaire (S-SCH)

3.4 Conclusion

L'évolution des interfaces radio des systèmes réseaux mobiles se caractérise par l'introduction de l'OFDMA et du SCFDMA comme techniques d'accès multiples. Ces techniques sont introduites pour apporter des débits importants aussi bien sur la voie montante que descendante. Cette technologie d'accès multiple tient compte des contraintes liées au canal et aux terminaux.

Ce chapitre nous a permis d'approfondir nos connaissances en OFDMA et aussi d'être imprégné des différents compromis conduisant à un choix technologique. Le compromis coût-performance.

Chapitre 4: Simulation et résultats

4.1 Introduction

Au cours de ce chapitre, nous allons faire l'étude pratique de la couche physique de 3GPP LTE en liaison descendante (downlink), et cela en utilisant un simulateur pour faciliter la détection d'erreurs.

Nous avons choisis de réaliser cette chaîne à l'aide d'un simulateur « SIMULINK » du logiciel MATLAB, un outil pratique et efficace qui nous offre une très grande possibilité de simulation.

Il est vraiment coûteux d'utiliser un vrai matériel électronique pour étudier les performances d'un tel système, pour cela et grâce à ce simulateur nous allons réaliser notre chaîne en suivant notre partie théorique parce que la LTE « 4G » n'est pas encore standardisée, ce qui nous permettra d'étudier les performances de notre système en relevant les taux d'erreurs binaires (TEB ou BER) et cela pour différents cas de simulation.

4.2 La chaîne de transmission

La simulation de la chaîne LTE downlink est basée sur la structure d'un système simple est illustré par la figure 4-1 :

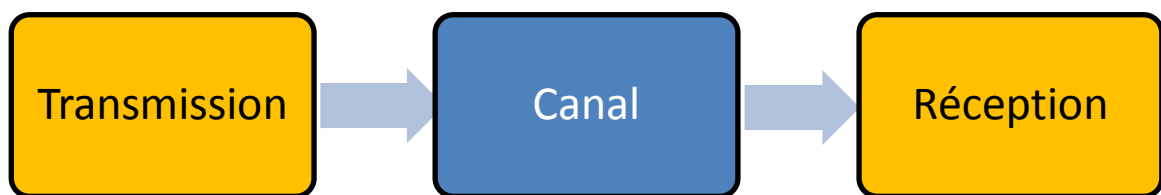


Figure 4-1 : schéma simple d'un système de transmission

Le schéma de la chaîne d'une liaison descendante LTE simulée sous Simulink est illustré par la figure 4-2.

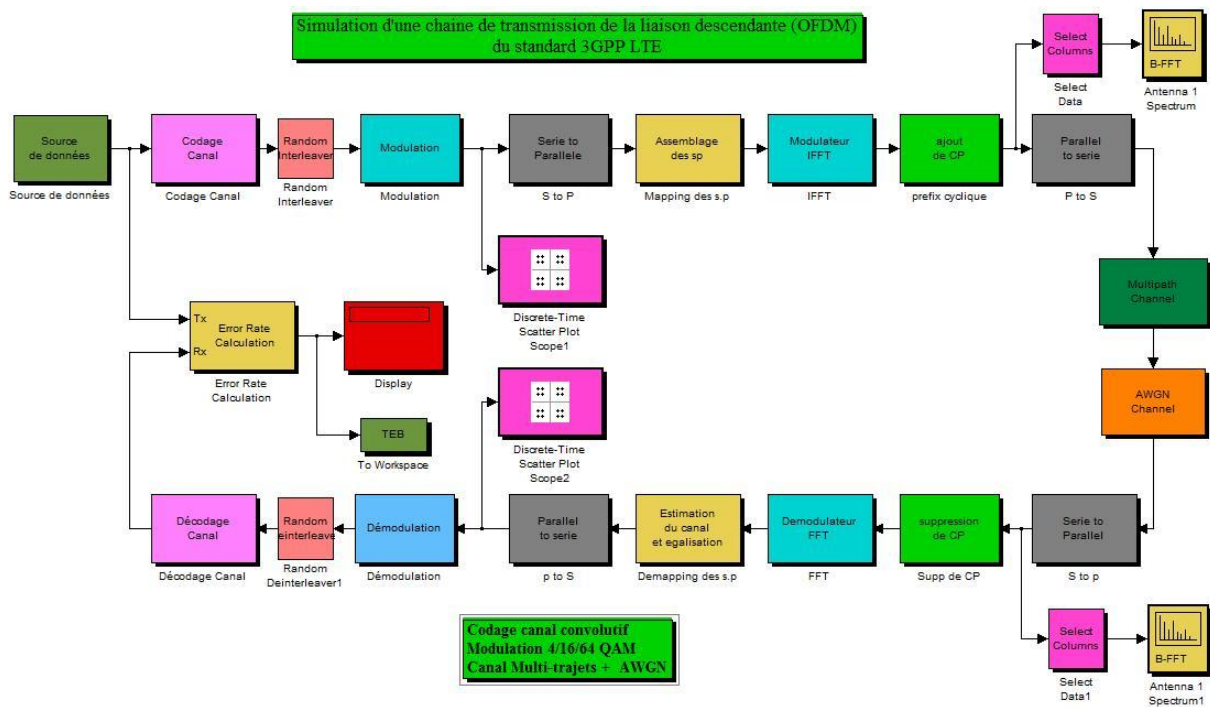


Figure 4-2 : Chaîne downlink 3GPP LTE(OFDM)

4.3 La conception de la chaîne

4.3.1 L'émission de l'OFDM

4.3.1.1 La source de données

➤ Bernoulli Binary Generator

Le Bloc **Bernoulli Binary Generator** (voir figure 4-3) génère des nombres binaires aléatoires en utilisant une distribution de Bernoulli. La distribution de Bernoulli avec paramètre p produit zéro avec une probabilité p et un avec une probabilité $1-p$. La probabilité d'un paramètre p zéro est précise, et peut être n'importe quel nombre réel entre zéro et un

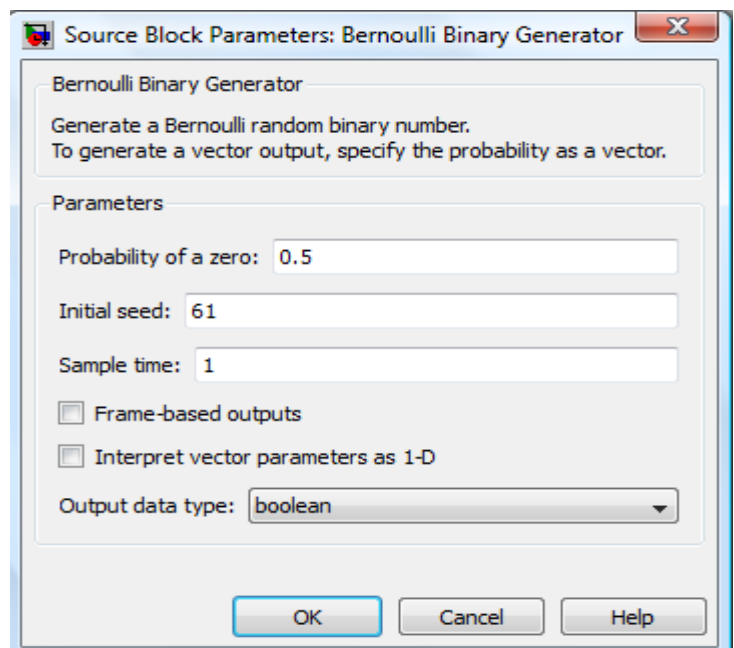
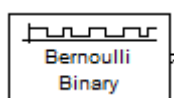


Figure 4-3 : Boite de dialogue de bloc Bernoulli

4.3.1.2 Le codage canal

➤ Le code convolutif

Le code que nous avons utilisés est de rendement $\frac{1}{2}$, longueur de contrainte $K=7$, polynôme sous forme octal [171 133], une simple présentation est illustrée par la figure 4-4 et la figure 4-5

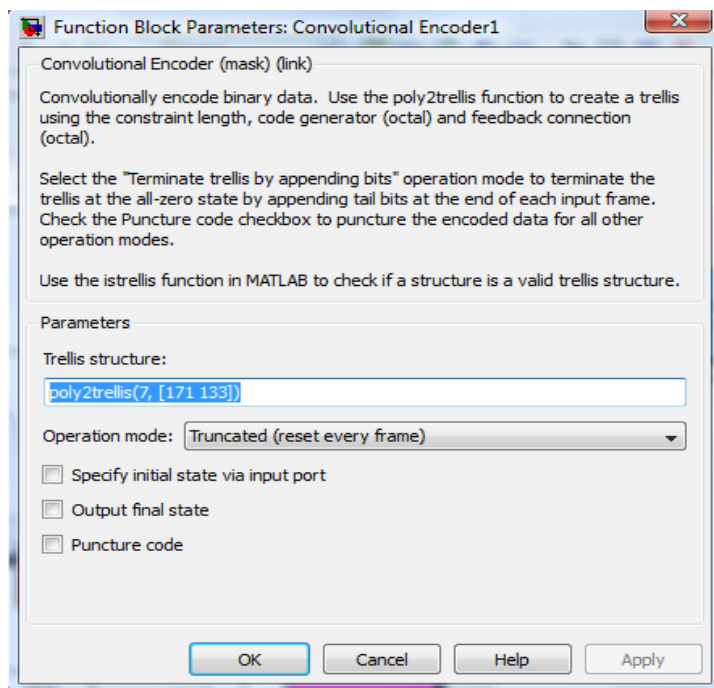
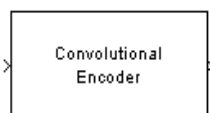


Figure 4-4 : Boite de dialogue de bloc Convolutional Encoder

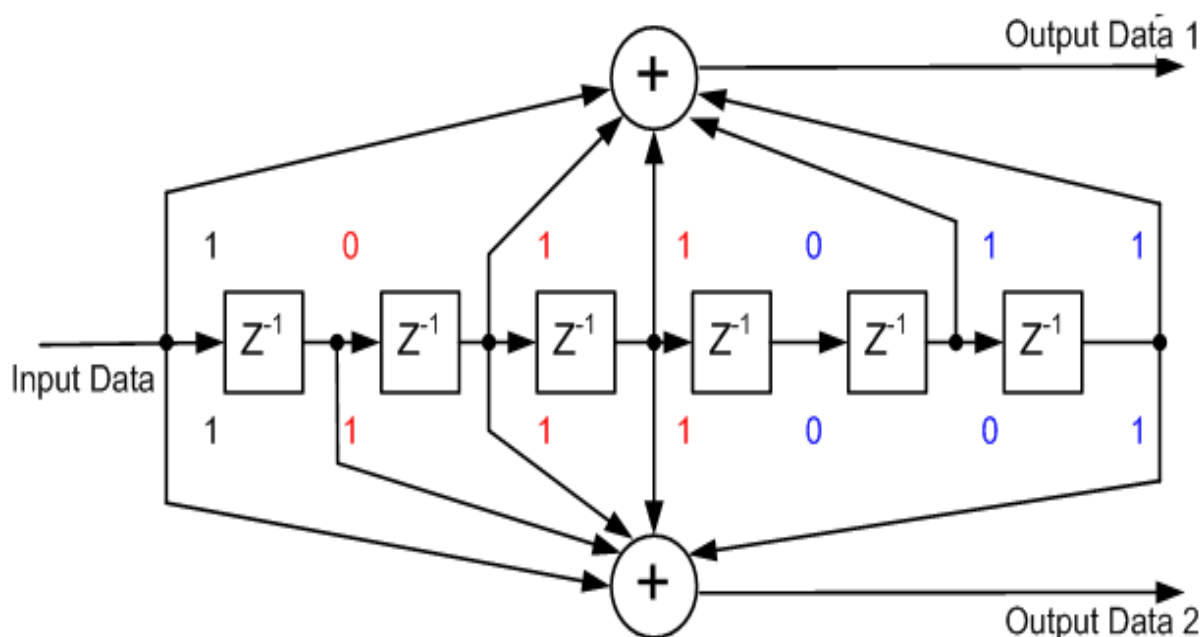


Figure 4-5 : Codeur Convolutif [171 133] avec $K=7$

4.3.1.3 L'entrelaceur

Cette fonction permute les données arrivant afin d'éviter la perte de symboles en cas de paquets d'erreurs. En effet, une information perdue peut être récupérée grâce à des symboles modulés sur d'autres porteuses moins atténuées.

4.3.1.4 La modulation

a) La modulation QAM

La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. Elle est utilisée pour but d'offrir des débits binaires élevés.

Prenons par exemple un signal modulé QAM avec 3 bits transmis par baud. Une telle modulation requiert donc 2^3 soit 8 combinaisons binaires différentes.

Les modulations utilisées dans notre modèle sont les suivantes :

- 64 QAM
- 16 QAM
- 4 QAM

4.3.1.5 Le reshape S /P

Ce bloc a pour but de faire circuler les données qui sont en série d'une manière parallèle comme indiqué en figure 4-6, dans notre cas, nous avons simulé le cas d'un slot qui contient 6 symboles OFDM, chaque symbole contient 300 sous porteuses et un symbole de référence sera injecté dans le bloc IFFT



Figure 4-6 :L'arrangement des symboles série d'une façon parallèle

4.3.1.6 Le mapping des sous porteuses

Ce bloc ne fait qu'arranger les données et insérer la composante continue DC, donc les 300 sous porteuses deviennent 301, comme indiqué en figure 4-7.

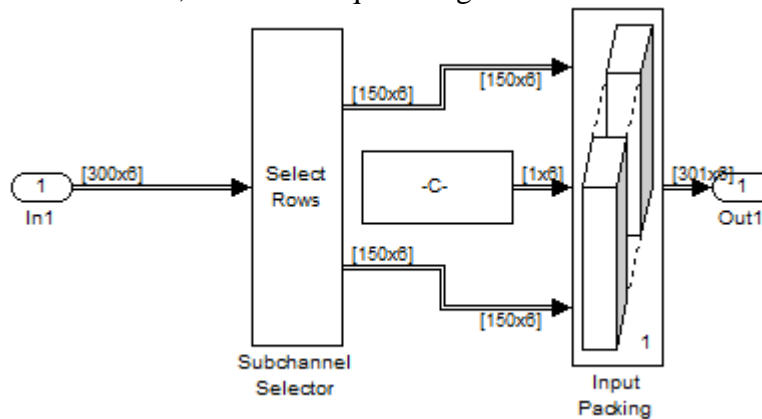


Figure 4-7: l'arrangement des sous-porteuses

4.3.1.7 L'IFFT

Tout d'abord, nous ajoutons une séquence d'apprentissage, ou bien des symboles de référence pour l'estimation du canal.

Avant l'opération de l'IFFT, il est nécessaire d'ajouter une bande de garde, 106 zéros pour la bande de garde supérieure et 105 zéros pour la bande de garde inférieure comme illustré en figure ci-dessous, 211 en tout.

Le bloc Reorder est utilisé pour arranger les données et puis une simple opération IFFT est effectuée par le bloc IFFT, tout est illustré en figure 4-8.

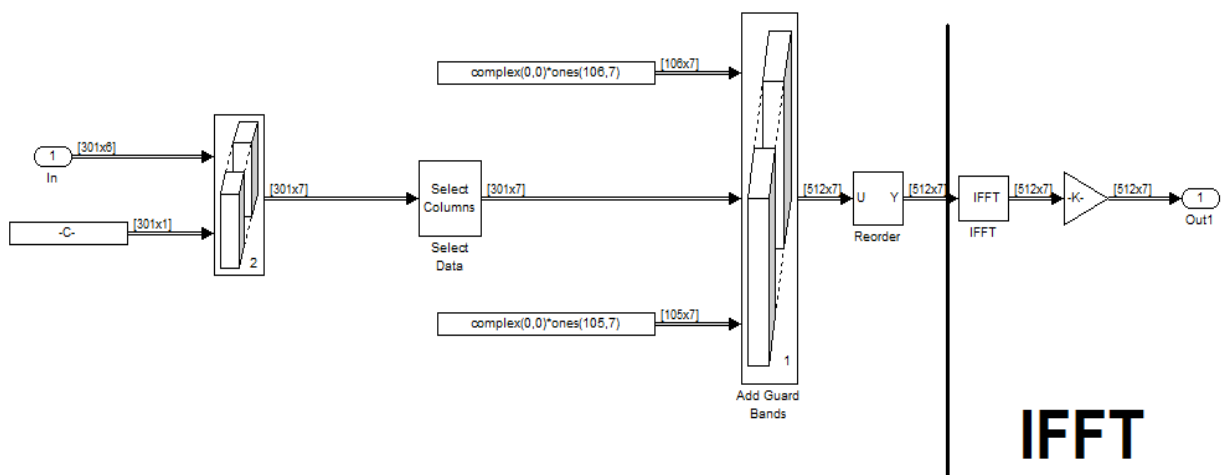


Figure 4-8: Le sous système de L'IFFT

IFFT

4.3.1.8 L'ajout du CP

Chaque symbole OFDM modulé doit contenir un préfixe cyclique, dans notre chaîne le bloc Selector assure cette opération en copiant la dernière partie du symbole et la collant au début pour lutter contre le phénomène d'ISI, comme indiqué ci-dessous.

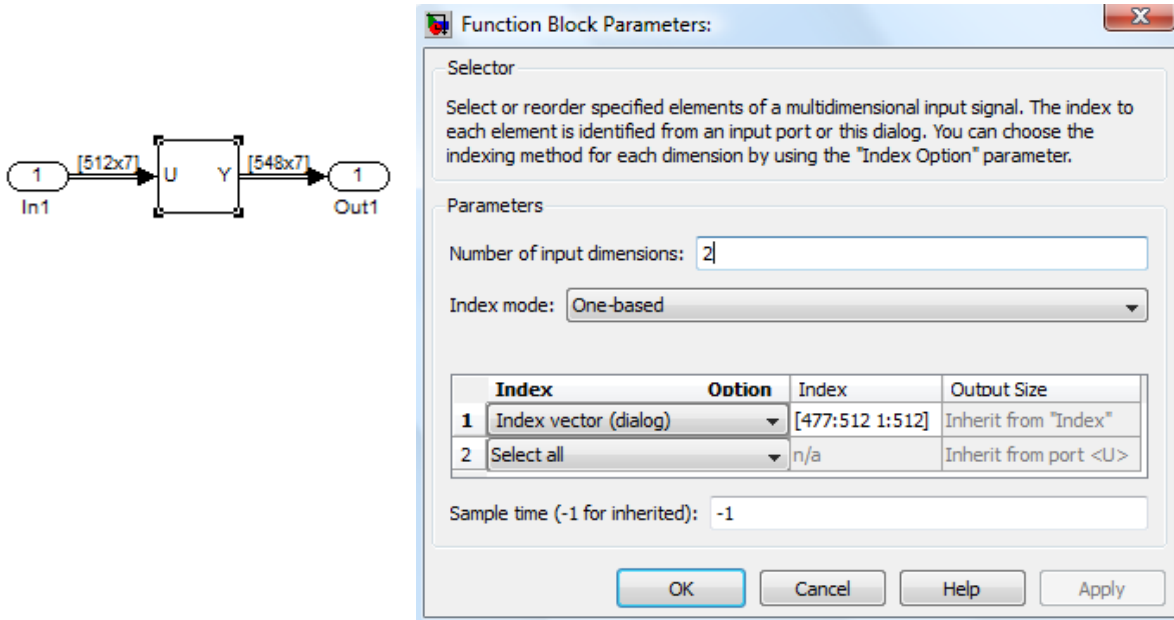
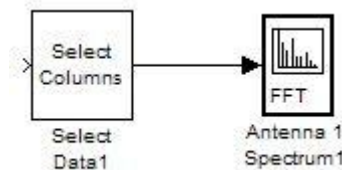


Figure 4-9: insertion de préfixe cyclique.

➤ La visualisation du spectre

On peut visualiser le spectre à la sortie de l'émetteur ou bien à l'entrée du récepteur en utilisant « Spectrome scop » en sélectionnant un ou plusieurs symboles de la trame à l'aide de « Select Columns ».



4.3.2 Le canal de transmission

Le bloc AWGN simule le canal de communications pour un environnement bruyant et le bloc Rician Fading pour les multi trajets, ce schéma est indiqué dans la figure 4-10 et les trajets de bloc Rician Fading sont montrés en figure 4-11.

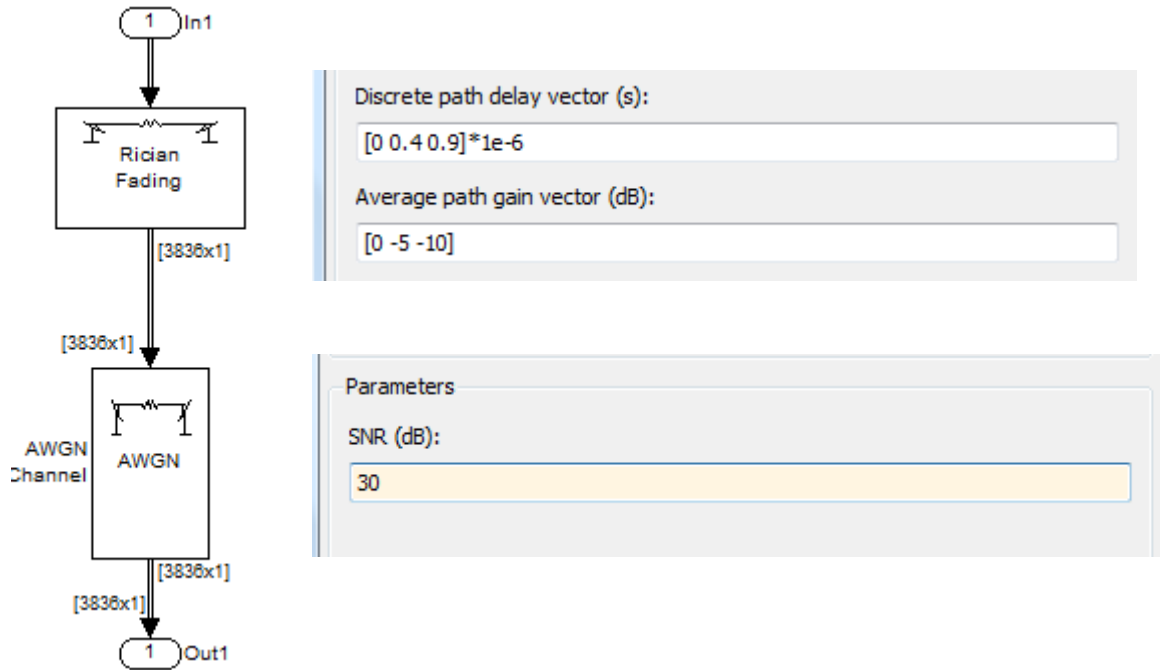


Figure 4-10: canal de transmission AWGN+multi-trajets

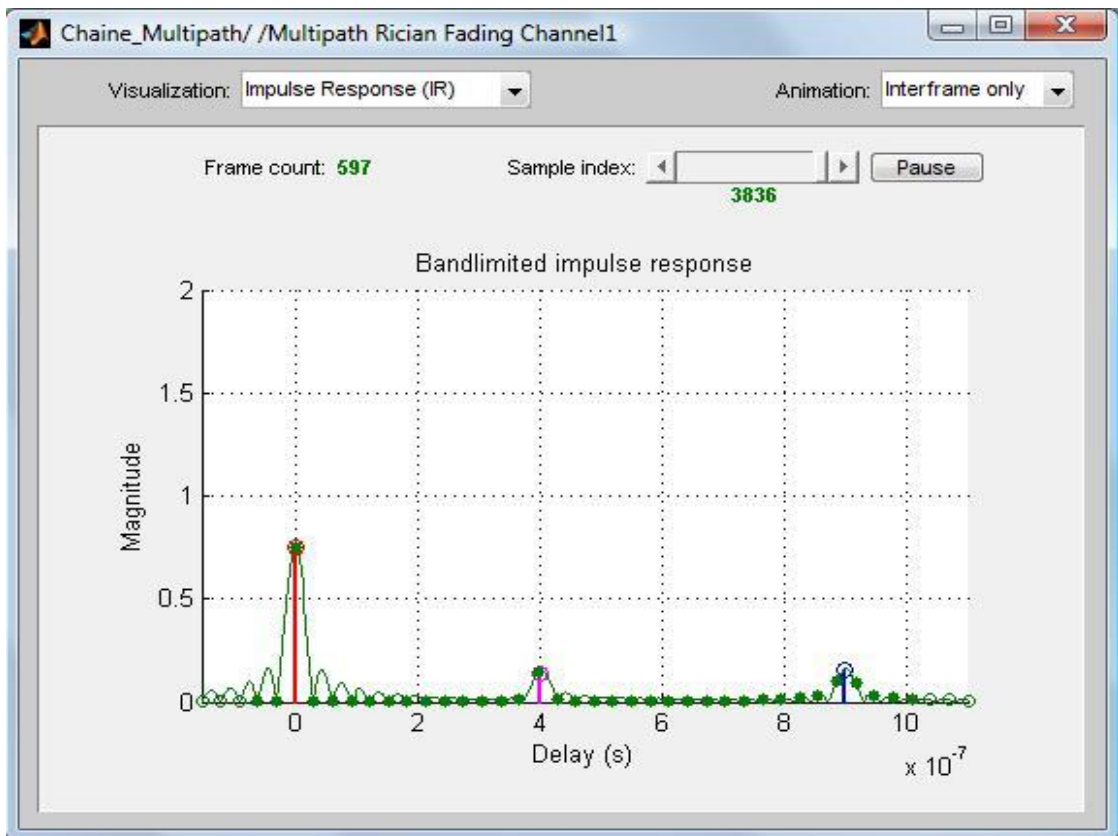


Figure 4-11: visualisation des trajets de canal Rice

4.3.3 La réception OFDM

L'opération de la réception OFDM est réalisée en respectant le schéma indiqué par le tableau suivant :

Bloc	Fonction
Remove cyclic prefix	Suppression de préfix cyclique
FFT	La fonction inverse de IFFT
Remove zéro pad and reorder	Suppression de bande de garde
Remove pilots	Suppression des pilots

Tableau 4-1 : Définition des blocs de réception OFDM

4.3.3.1 L'égalisation

En utilisant le **Zero Forcing Equalizer** qui inverse la réponse fréquentiel du canal, Le nom de Zero Forcing correspond à ramener l'interférence entre symboles (ISI) à zéro dans le cas sans bruit. Pour un canal avec une réponse en fréquence $F(f)$, l'égaliseur à Zero Forcing $C(f)$ est défini par : $C(f) = 1 / F(f)$. Pour cela, la combinaison canal-égaliseur donne une réponse fréquentiel plate et une phase linéaire $F(f).C(f) = 1$.

4.3.3.2 La démodulation : C'est l'opération inverse de la modulation.

4.3.3.3 Le des-entrelacement : C'est l'opération inverse de l'entrelacement.

4.3.3.4 Le décodage

Le bloc **Viterbi Decoder** décode des symboles d'entrée pour produire des symboles de sortie binaire. Ce bloc peut traiter plusieurs symboles à la fois pour des performances plus rapides.

Ce bloc peut avoir des séquences de sortie qui varient en longueur lors de la simulation.

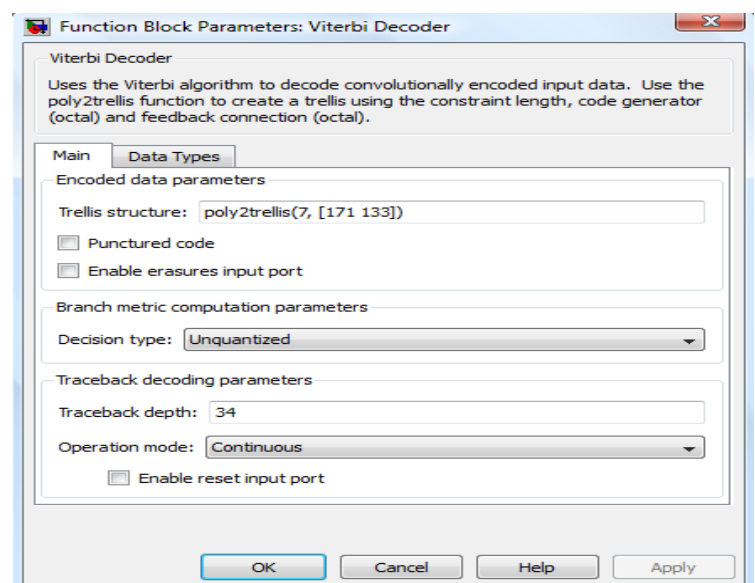


Figure 4-12: boîte du dialogue de bloc Viterbi Decoder

4.4 Les performances du système

4.4.1 Les résultats

Avant l'évaluation des performances de notre chaîne de transmission 3GPP LTE en downlink, nous avons préféré de passer d'abord par les diagrammes de constellation utilisées dans notre modèle (avant et après le passage par le canal), ainsi le diagramme du spectre.

Remarque :

Les diagrammes illustrés sont pour un canal multi-trajets de 3 trajets, et un canal AWGN de rapport signal sur bruit 30 dB.

a) Les constellations

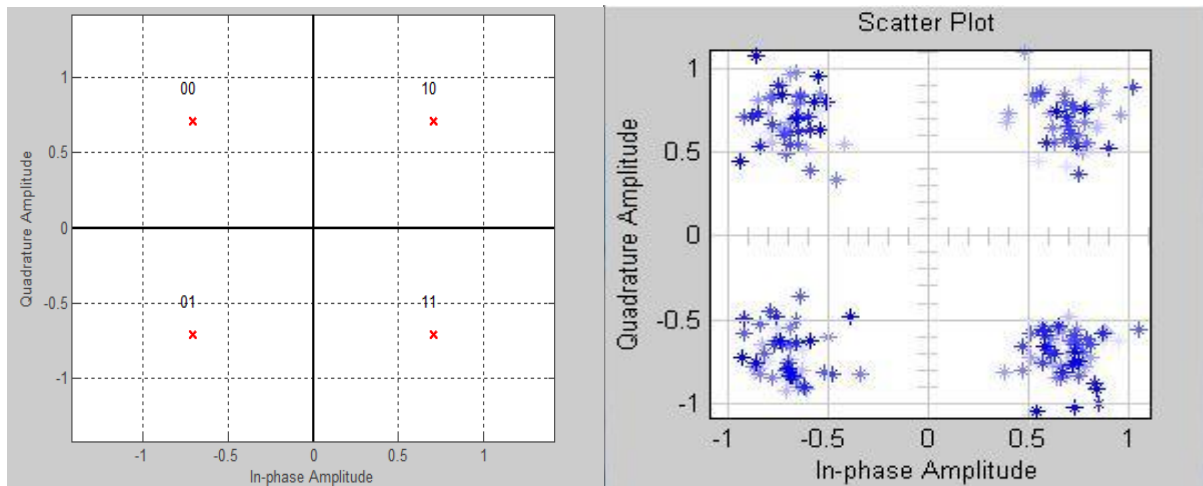


Figure 4-13: La constellation 4QAM avant et après le passage par le canal

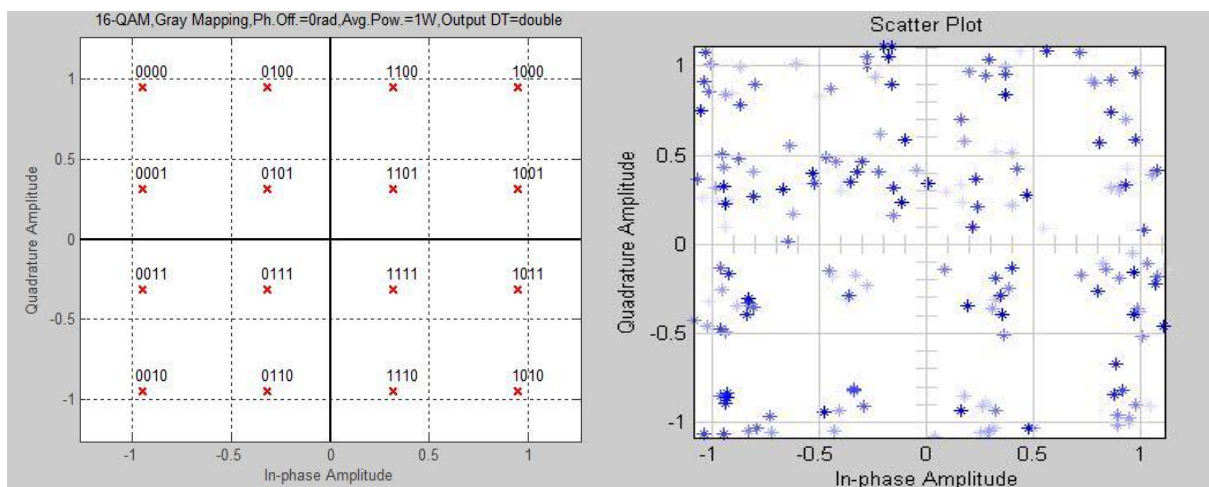


Figure 4-14: La constellation 16QAM avant et après le passage par le canal

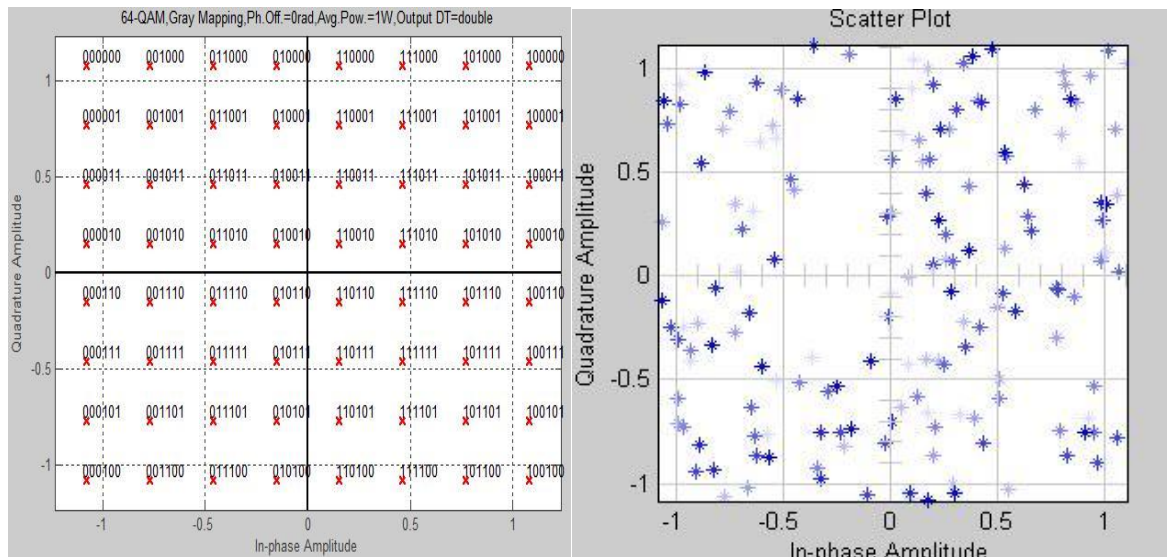


Figure 4-15: La constellation 64QAM avant et après le passage par le canal

Nous remarquons d'après ces trois diagrammes de constellation (voir les figures 4-13, 4-14, 4-15) l'effet du bruit sur le signal puisque chaque symbole de la constellation avant l'émission a perdu son emplacement après le passage par le canal AWGN, donc nous aurons une probabilité de perte d'information au niveau de la réception.

En outre, nous remarquons que lorsque le nombre des états de la constellation augmentent, nous aurons plus de chevauchements qui vont introduire plus des erreurs en sortie du démodulateur, c'est ce qu'on appelle l'effet de nuage.

b) Le spectre

La figure ci-dessous représente le diagramme du spectre d'un symbole OFDM, avec la modulation 4QAM et un codage convolutif $R=1/2$

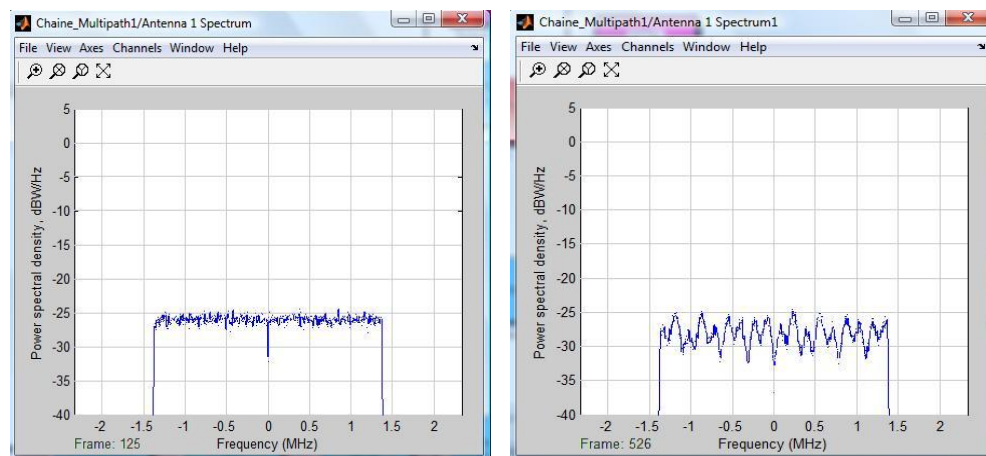


Figure 4-16: Le spectre d'un symbole OFDM avant et après le passage par le canal

4.4.2 L'évaluation de la qualité du système

4.4.2.1 L'OFDM

Nous allons utiliser maintenant la commande **bertool** de MATLAB qui permet de tracer l'évolution du BER lorsqu'on fait varier le rapport E_b/N_o .

La figure 4-17 représente une comparaison des performances des modulations 64/16/4 QAM sans codage et cela en faisant varier le E_b/N_o de 0 à 50dB avec un pas de 2dB et une condition d'arrêt soit la détection de 10^5 erreurs ou bien la transmission de 10^7 bits.

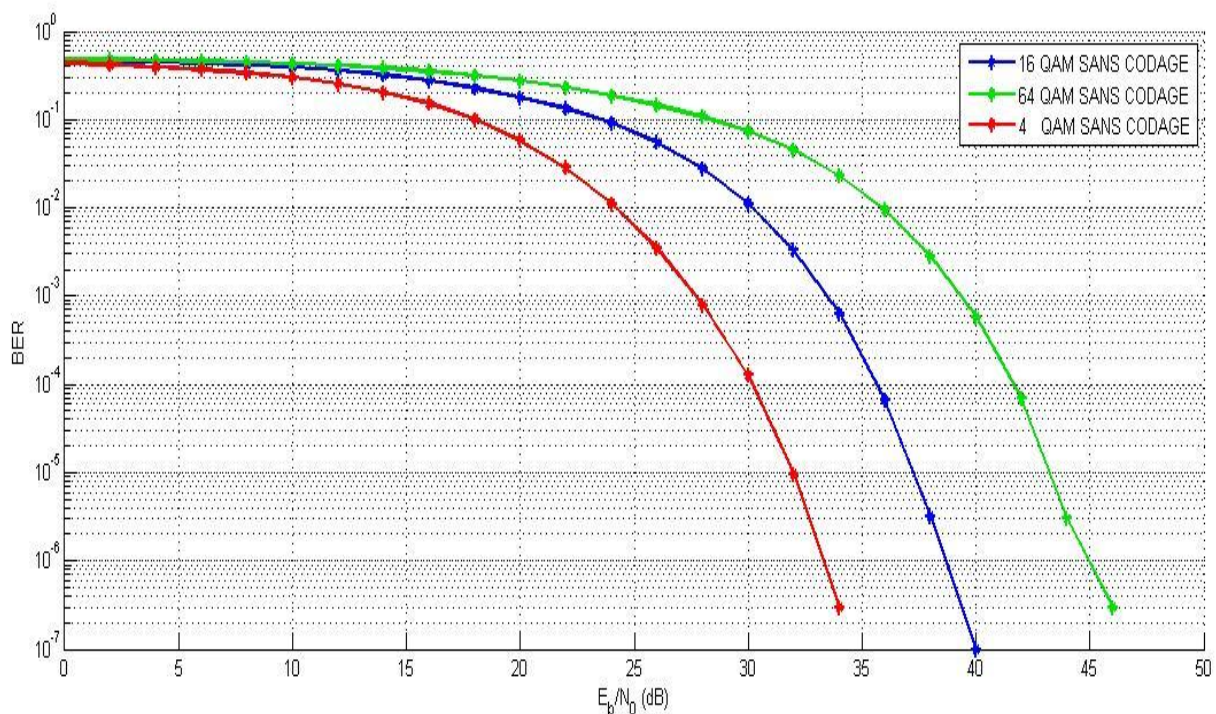


Figure 4-17: Le BER de différentes modulations sans codage

- En analysant les courbes pour les différentes modulations sans codage comme décrit dans la figure 4-17, on remarque la convergence de toutes les modulations vers un BER nul. Ces courbes montrent que la robustesse de la liaison diminue plus l'ordre de la modulation augmente. Il est aussi à remarquer que la 4QAM est la plus intéressante.
- La figure 4-18 représente une comparaison des performances des modulations 64/16/4 QAM avec codage convolutif $R=1/2$ et cela en faisant varier le E_b/N_o de 0 à 40dB avec un pas de 1dB et une condition d'arrêt soit la détection de 10^6 erreurs ou bien la transmission de 10^7 bits

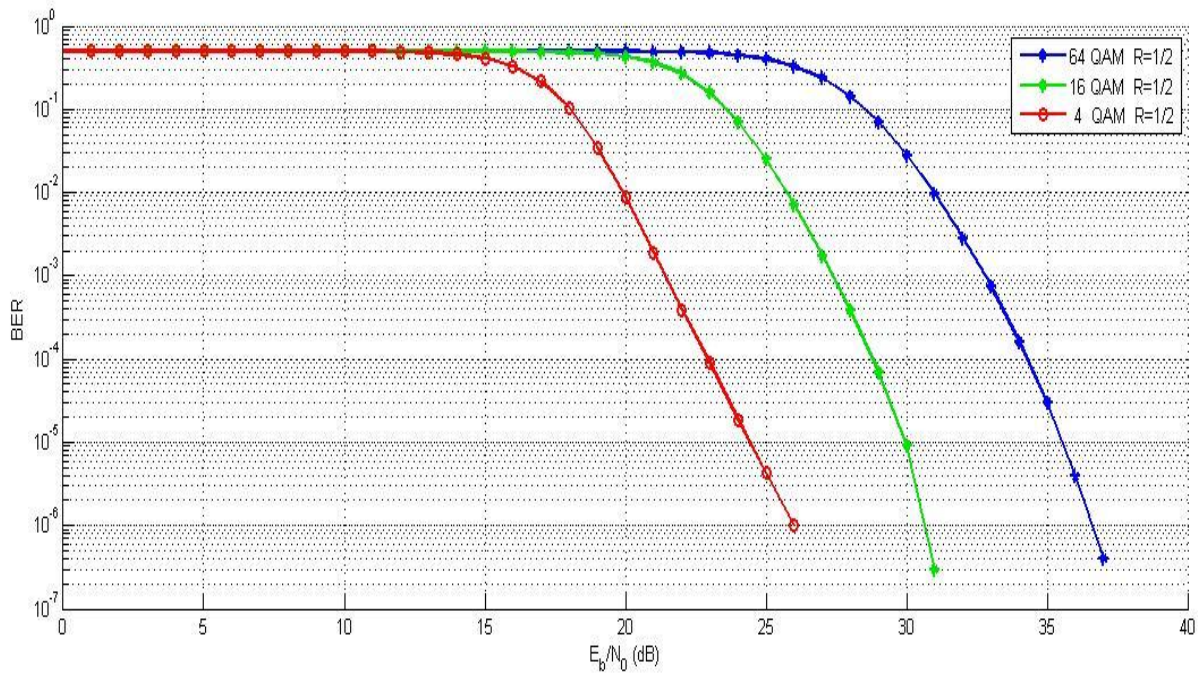


Figure 4-18: Le BER de différentes modulations avec codage R=1/2

➤ Suite à l'analyse des deux graphes précédents, il semble bien que la 4 QAM est la meilleure, donc nous allons voir l'influence de différents rendements sur l'allure de 4QAM.

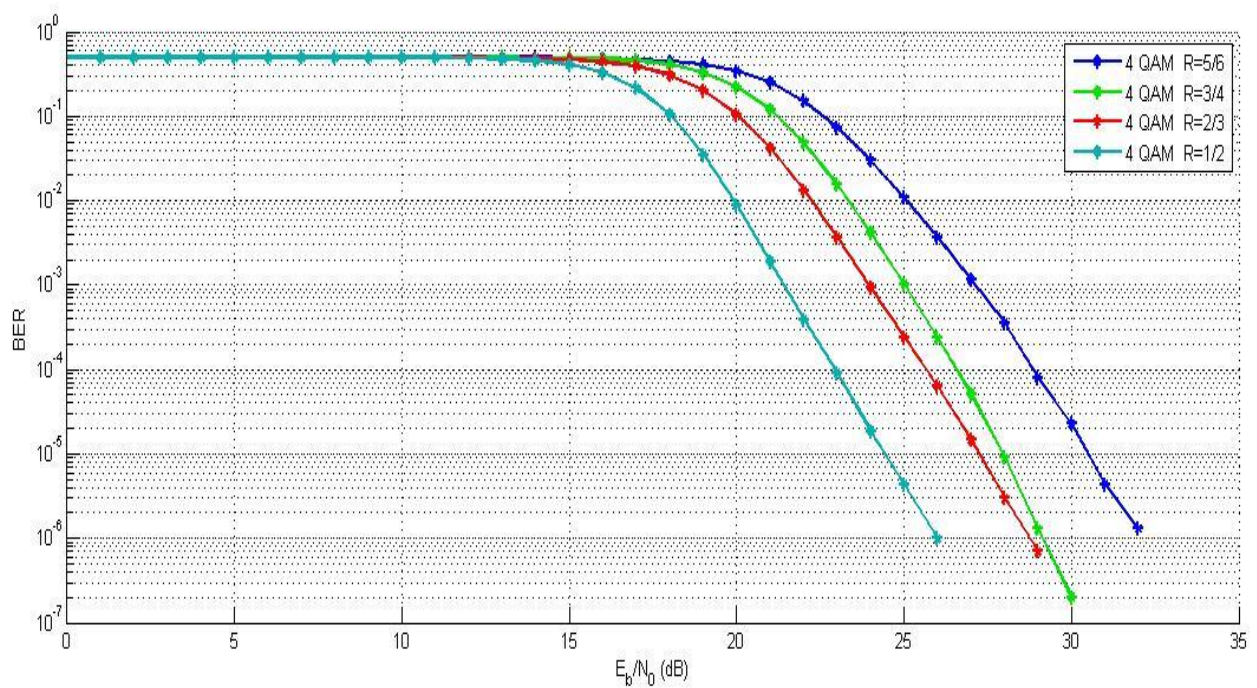


Figure 4-19: Le BER de la modulation 4QAM avec différents rendements

- Nous remarquons que la 4 QAM est de meilleure qualité pour $R=1/2$ comparant avec les autres rendements comme indiqué en figure 4-19.
- Nous allons maintenant voir l'effet du mapping (Gray ou bien Binary) sur les différentes modulations.

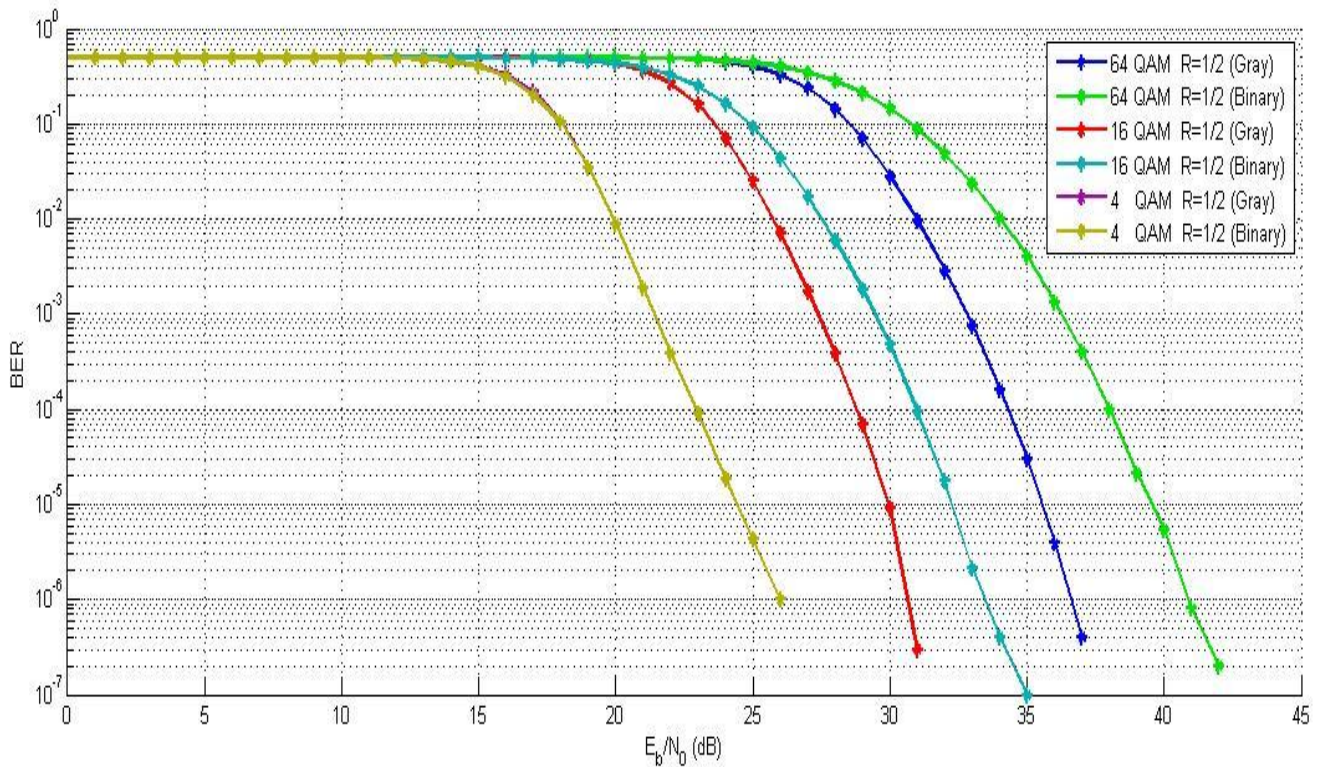


Figure 4-20: comparaison entre le mapping Binary et Gray

- l'effet du mapping est plus remarquable pour 16QAM et 64QAM, contrairement pour 4QAM car la probabilité des erreurs dépend du nombre d'états, il est très clair que le Gray est mieux que le Binary, comme indiqué en figure 4-20.

La figure suivante nous montre le gain en TEB pour différentes modulations et différents rendements

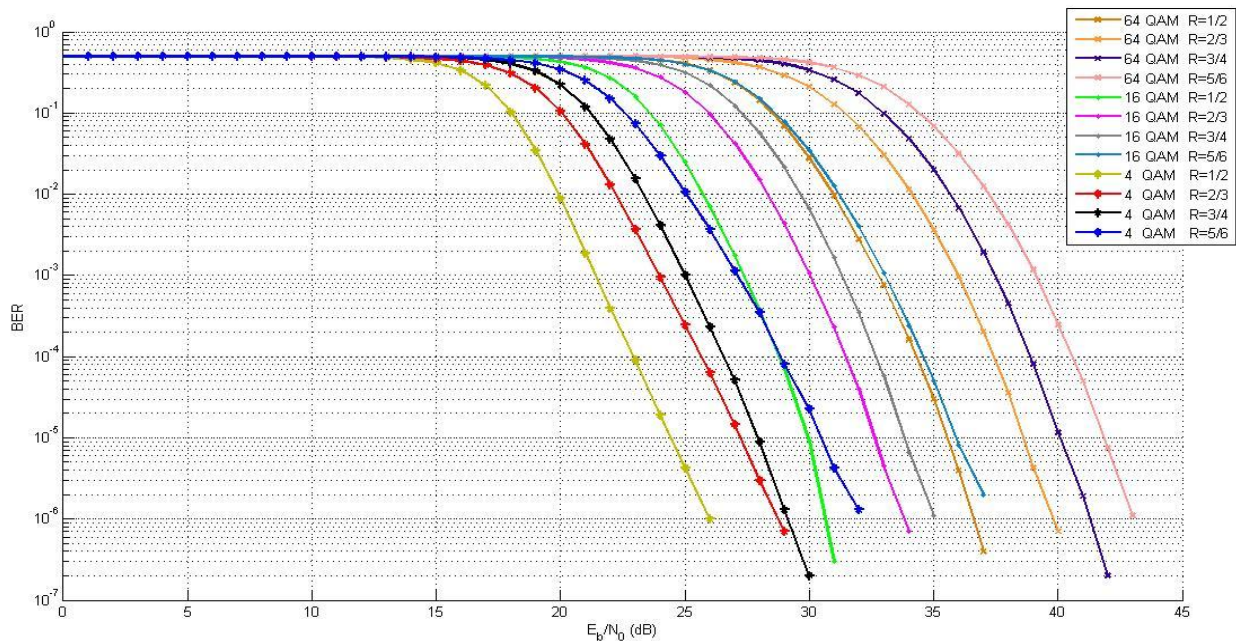


Figure 4-21: Le BER de différentes modulations avec différents rendements

- ❖ D'après les graphes que nous avons récemment vu il semble avéré que la 4QAM avec un rendement de $\frac{1}{2}$ est la meilleure, mais ça reste toujours théorique car pour augmenter le débit il est nécessaire de changer l'arrangement de la modulation/le rendement de codage, et par conséquent le BER.

Remarque : le dernier point de chaque courbe correspond au dernier TEB avant le zéro.

4.4.2.2 L'OFDMA

Dans cette partie nous avons essayé de simuler une chaîne OFDMA de deux utilisateurs, 3GPP LTE supporte plusieurs gammes de bande passante (Tableau 3-1), nous avons utilisé une bande de 5MHz où le spectre est découpé en 301 sous-porteuses, l'écart entre deux sous-porteuses est 15KHz (la condition d'orthogonalité).une ressource block occupe 12 sous-porteuses durant un slot (0.5 ms),donc pour 300 sous-porteuses nous avons 25 ressources block, en réalité le partage de ces ressources block ce fait au niveau de l'ordonnancier, nous l'avons fait d'une façon permanente,15 ressources block pour le 1^{er} utilisateur et 10 ressources block pour le 2eme utilisateur.

La figure 4-22 illustre la chaîne OFDMA de 2 utilisateurs.

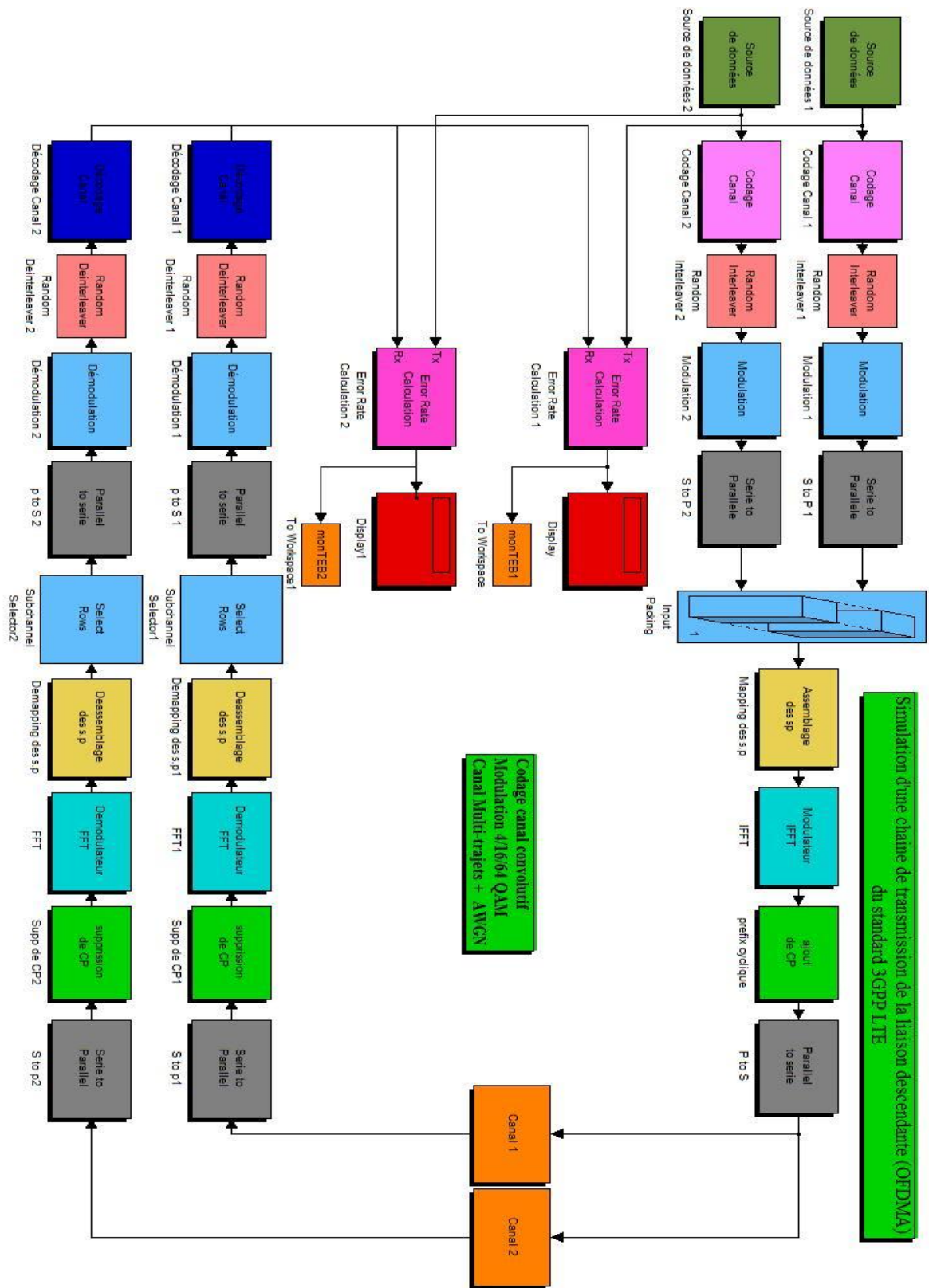


Figure 4-22: Chaîne Downlink en 3GPP LTE de deux utilisateurs (OFDMA)

➤ Dans cette partie nous allons faire une comparaison du point de vue BER entre un seul accès et multi-acès, en attribuant deux rendements pour chaque modulation.

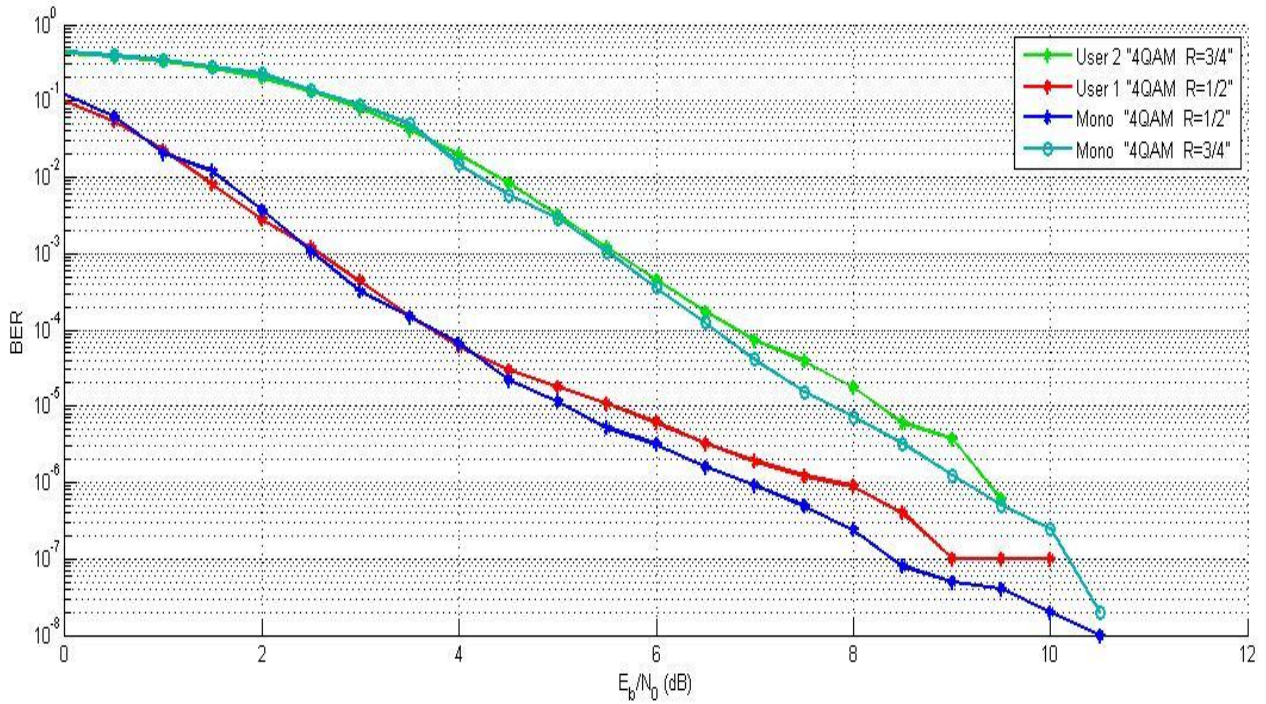


Figure 4-23 : Comparaison entre mono-utilisateur et multiutilisateurs en modulation 4QAM

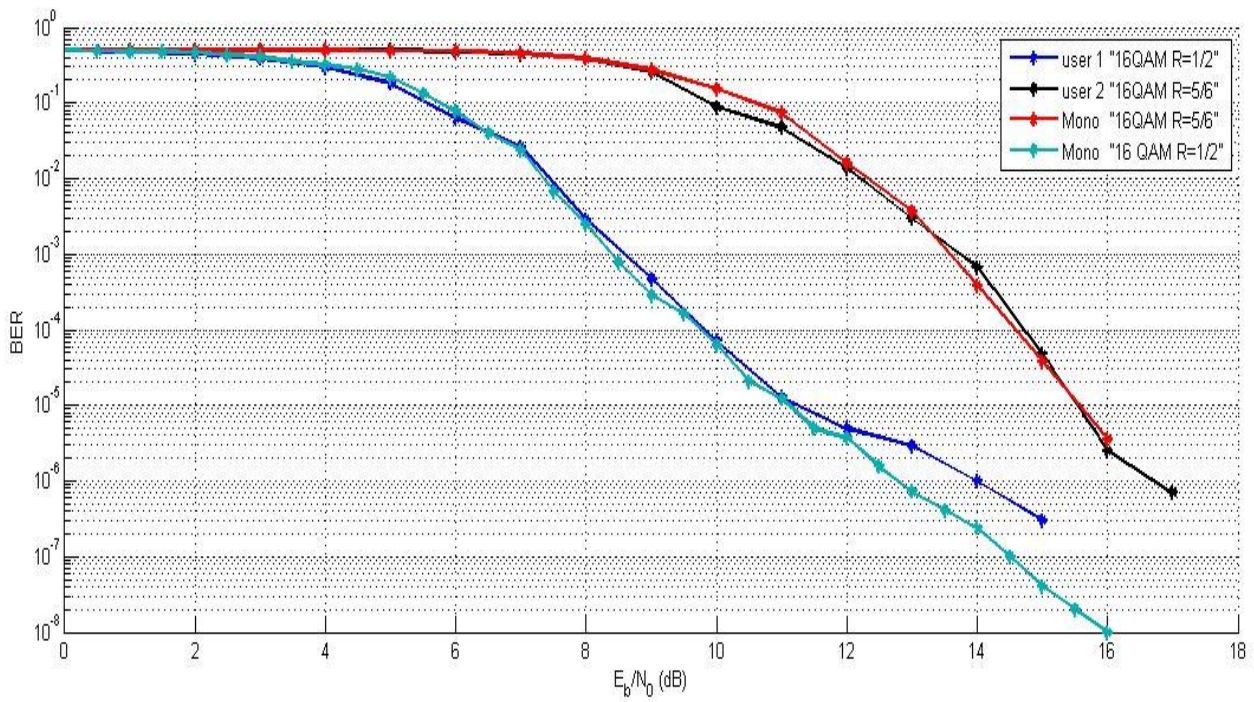


Figure 4-24 : Comparaison entre mono-utilisateur et multiutilisateurs en modulation 16QAM

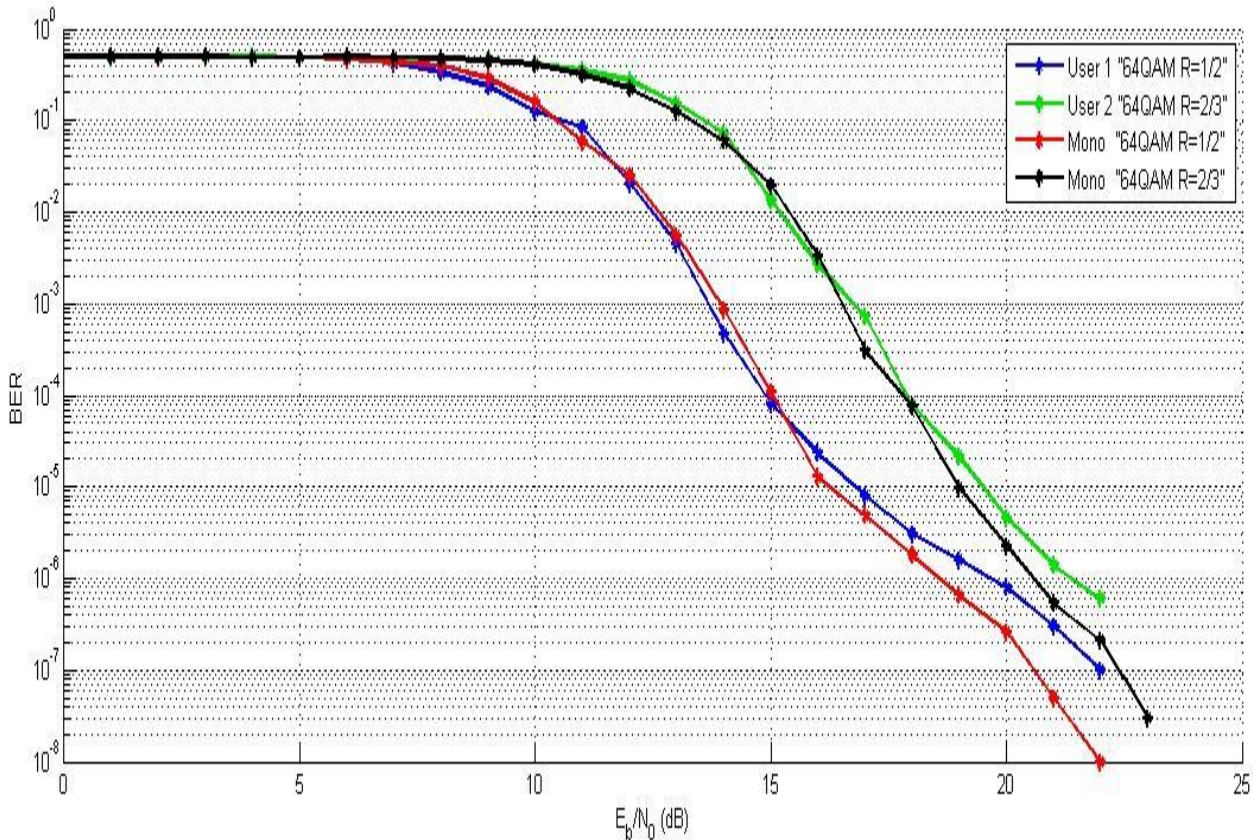


Figure 4-25 : Comparaison entre mono-utilisateur et multiutilisateurs en modulation 64QAM

D'après les trois figures (4-23,4-24 ,4-25), nous remarquons qu'il y a toujours un gain pour le mono-utilisateur par rapport le multiutilisateurs car dans un système OFDM à un seul utilisateur, la puissance de transmission totale du système sera minimisée tout en conservant le débit demandé.

- La modulation 4QAM avec un taux de codage $\frac{1}{2}$ est la modulation la plus robuste de notre système .Elle permet une diminution importante du BER et cela avec un petit rapport E_b/N_0 .Elle est donc la plus intéressante pour garantir la qualité de la transmission, mais avec un débit théorique assez faible .Et inversement pour la dernière modulation codé 64 QAM R=2/3 Ou R=5/6.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la chaîne de transmission 3GPP LTE en downlink implémentée sous Simulink, tout en réalisant une étude concernant ses performances d'un point de vue du taux d'erreur binaire. Ceci nous a fait remarquer l'importance de l'utilisation des paramètres primordiaux (nombre de porteuses, rendement de code, les arrangements de modulations) pour une diminution du BER avec un court rapport E_b/N_o .

Ainsi, l'influence de l'accès multiple, ça présente pour le moment un immense défi pour la 3GPP LTE qui n'est pas encore standardisée, mais les recherches sont en phase avancée.

CONCLUSION GENERALE

En conclusion, le choix de la technologie reste un choix économique et stratégique vu que la technologie est quasiment la même que celle de WiMAX d'un point de vue technique.

Ce projet nous a permis d'approfondir nos connaissances en OFDMA et aussi d'être imprégné des différents compromis conduisant à un choix technologique. Le compromis coût-performance.

La simulation de la couche physique de 3GPP LTE en downlink nous a permis d'aboutir à de bons résultats du point de vue TEB et ce en améliorant au fur et à mesure les paramètres du système (taux de codage et les arrangements des modulations).

A travers ce travail nous nous sommes familiarisés avec:

Les différentes générations de la téléphonie mobile existantes ainsi les futures générations.

Comme porte ouverte à ce travail, nous nous proposons par exemple d'approfondir ce travail pour faire une simulation dans un cas réel (OFDMA en multi trajet).

Enfin, la LTE semble être une technologie très prometteuse puisqu'elle est conçue pour fonctionner dans des milieux à évanouissements sévères avec des pics de débits meilleurs et permet l'interopération et la continuité de service avec les réseaux existants .

Références

- [1] M. Florent DUPONT, professeur de "Réseau sans Fil" d'UCBL, *les supports sur l'évolution 2 G - 3 G*.
- [2] Quang Son NGUYEN, *Evolution réseaux téléphonique 3G, 3G+ et 4G*, thèse de master 2, UCB Lyon 1, 15/12/2009.
- [3] Ph.D Pham Anh Dung NGUYEN, *Téléphonie de la 3^{ème} génération*, publié 2001.
- [4] M. Damien VERRIER, professeur de "Réseau Mobile" d'UCBL, *les supports sur WCDMA, HSPA*.
- [5] Khan, A.H.; Qadeer, M.A.; Ansari, J.A.; Waheed, S., *4G as a Next Generation Wireless Network , Future Computer and Communication. ICFCC 2009*. pp 334 – 338, Avril 2009.
- [6] D. Christian, *La Convergence se jouera entre WiMAX, LTE et UMB*, In-Stat, Article rédigé dans www.generation-nt.com, 2007.
- [7] M-A. Delalande, *L'ITU reconnaît officiellement WiMAX comme une technologie 3G* , Article rédigé dans www.reseaux-telecoms.net, 2007.
- [8] http://www.memoireonline.com/07/10/3741/m_Evolution-technologique-de-la-3G-et-3G17.html
- [9] Tarek BCHINI, *Gestion de la Mobilité, de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération*, thèse de doctorat, l'université de Toulouse, 10/06/2010.
- [10] Mustafa Ergen, *Mobile Broadband Including WiMAX and LTE 2009*, livre, 640 p. 311 illus. Hardcover ISBN: 978-0-387-68189-4, Springer, 2009.
- [11] H. Wang, L. Kondi, A. Luthra, S. Ci, *4G Wireless Video Communications* , Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing, ISBN: 978-0-470-77307-9 Hardcover. Livre, Avril 2009.
- [12] Motorola, *Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview*, Technical White Paper, 2007.
- [13] U. Barth, *3GPP Long-Term Evolution / System Architecture Evolution Overview*, Alcatel, Technical white paper, Septembre 2006.
- [14] Philippe BERTIN, *Gestion de la mobilité dans une architecture d'accès multi technologies*, thèse de doctorat, l'Université de Rennes 1, 5/10/2010.
- [15] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2000.
- [16] J.B. Andersen, T.S. Rappaport, and S. Yoshida. *Propagation measurements and models for wireless communications channels. Communications Magazine, IEEE*, 33(1) :42–49, Jan 1995.
- [17] T. Okumura, E. Ohmori, and K. Fukuda. *Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service*. Rev. of the Electrical Comm. Lab., 16(9-10) :825–873, Sept. /Oct. 1968.
- [18] M. Hata. *Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, 29(3) :317–325, August 1980.
- [19] Theodore Rappaport. *Wireless Communications : Principles and Practice (2nd Edition)*. Prentice Hall PTR, 2001.

- [20] H. Hashemi. *The indoor radio propagation channel*. *Proceedings of the IEEE*, 81(7) :943, 1993.
- [21] A. Saleh and R. Valenzuela. *A statistical model for indoor multipath propagation*. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 5(2) :128, 1987.
- [22] V. Y. VU. *Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinqports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, décembre 1995.
- [23] ETS 300 421 : *Digital broadcasting systems for television, sound and data services ; Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz services*, Déc. 1994.
- [24] G. BAUDOIN, *Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, modélisation et simulation*, Dunod Electronique, 2002.
- [25] El hajj Paul, Dahbi Nabil, *Etude de la technologie wimax mobile*, Telecom SudParis, 20/01/2010
- [26] J. Tellado-Mourello, *Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*, PhD Thesis, Stanford University, September 1999.
- [27] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclay, *BER Sensitivity of OFDM Systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise*, *IEEE Trans. On Communications*, 43: 191-193, February 1995
- [28] P. Melsa, R.C. Younce and C.E. Rohrs, *Impulse response shortening fro discrete multitone transceivers*, *IEEE Trans. On Communications*, 44:1662-1672, December 1996
- [29] J.H. STOTT, *The how and why of COFDM*, EBU Technical Review, 1998.
- [30] Stefania Sesia, Issam Toufik and Matthew Baker, *LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, 2009.
- [31] http://www.memoireonline.com/05/10/3495/m_3GPP-LTE-interface-radio-long-term-evolution-single-carrier-FDMA0.html
- [32] <http://www.scribd.com/doc/39168952/TheseLengoumbiENST>
- [33] Ahmed Hamza. *Long Term Evolution (LTE)*, Tutorial, Network Systems Laboratory Simon Fraser University, 13/10/2009.

Annexe

Codage canal

Le codage canal, appelé aussi codage détecteur et/ou correcteur d'erreurs, est une fonction spécifique des transmissions numériques. L'opération de codage canal consiste à ajouter au message à transmettre des éléments binaires, dit redondance, suivant une loi donnée, et cela pour améliorer la qualité de la transmission de telle sorte qu'en réception, l'on puisse détecter et corriger des éventuelles erreurs survenues pendant la transmission.

Afin quantifier cette redondance, on définit le rendement du code, qui est le rapport entre le nombre des éléments binaires en entrée sur le nombre des éléments binaires en sortie.

Le choix de la méthode de codage à utilisée est en fonction de la nature des erreurs introduites par le canal. Ainsi, deux catégories d'erreurs sont distinguées, les erreurs groupées et les erreurs aléatoires. Les erreurs dit aléatoires sont uniformément réparties dans le flot de données et sont principalement dûes au bruit thermique dans les étages. Les codes convolutifs sont particulièrement performants pour corriger ces erreurs.

Les codes convolutifs :

Les codes convolutifs, introduit par Peter Elias en 1955, constituent l'une des principales familles des codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de communication mobiles. Dans un code convolutif, chaque bloc de n éléments en sortie du codeur, dépend non seulement du bloc composé des k éléments positionnés à l'entrée du codeur, mais aussi des m blocs précédents. En effet cette famille de codes est conçue autour d'un registre à décalage de m éléments mémoire, la quantité $m+1$ est appelée la longueur de contrainte k du code, et R le rendement de code est donnée par $R = k/n$.

Un exemple de codeur convolutif de rendement $1/2$ transforme un mot $K = [K_1 K_2 \dots K_{k-1}]$ en un mot $N = [N_1^1 N_1^2 N_2^1 N_2^2 \dots N_{k-1}^1 N_{k-1}^2]$ est représenté sur la figure 4.2 ci dessous. La valeur K_i correspond au bit qui parvient à l'entrée du codeur à l'instant i . Les bits de sortie sont alors déterminés par : $N_i^1 = K_i + K_{i-1} + K_{i-2}$ et $N_i^2 = K_i + K_{i-2}$, noter que l'addition est une addition modulo 2.

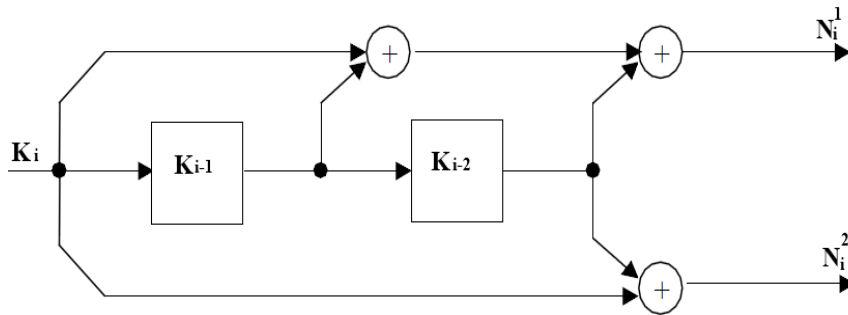


Figure 1 : Exemple de codeur convolutif

Si par exemple le codeur reçoit le message suivant en entrée $k = [1011]$ et que les deux registres étaient initialement à 0 alors le message codé à la sortie sera le suivant $N = [11100001]$ et les deux registres seront finalement à 11.

Parmi les codes convolutifs, on distingue deux grandes catégories :

- **les codes non systématiques** (NSC : Non Systematic Convolutional Codes):

Un code convolutif est dit systématique si l'un des bits de sortie est identique au bit d'entrée. En effet dans ce cas, les k bits d'information en entrée du codeur se retrouvent parmi les n bits du mot codé. Un mot de code en sortie d'un codeur non-systématique possède donc plus d'informations qu'en sortie d'un codeur systématique et conduit à de meilleures performances pour les mêmes paramètres caractéristiques n , k et m .

- **les codes systématiques récursifs** (RSC : Recursive Systematic Convolutional codes) :

Un code convolutif est dit récursif si la séquence passant dans les registres à décalage est alimentée par le contenu de ces registres comme sur l'exemple de la figure 2.

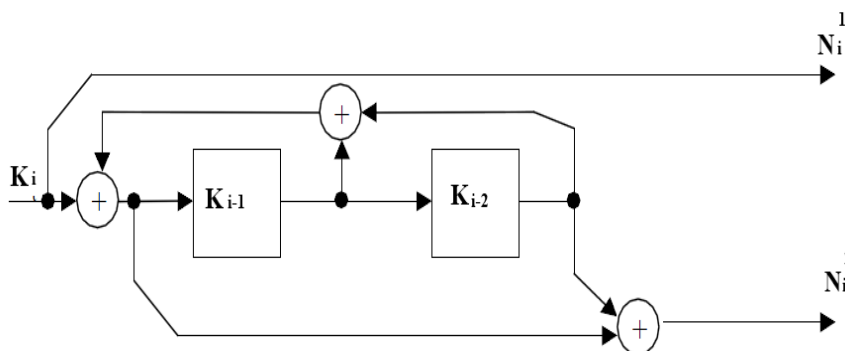


Figure 2: Exemple de codeur RSC.

Supposons que le codeur reçoit le message $K = [1011]$, les registres étant initialement tous deux à 0. Le message codé à la sortie sera le suivant $N = [11011010]$ et les deux registres seront finalement à 11.

L'intérêt d'utiliser la récursivité est qu'en pratique les performances obtenues à faible rapport signal à bruit sont meilleures que celles obtenues avec un code non récursif de taille identique. C'est à partir de ces codes convolutifs récursifs qu'ont été inventés les turbo-codes basés sur les mêmes considérations.

Pour réaliser un codage convolutif dans l'environnement Simulink le bloc **Convolutional encoder** est employé. La figure 3 ci-dessous illustre le codeur convolutif utilisé dans notre chaîne, dont les paramètres sont choisis comme suit :

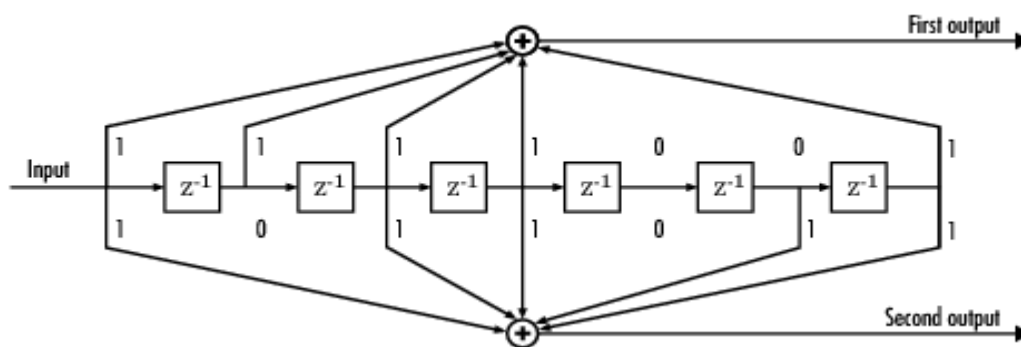


Figure 3 : Schéma du codeur convolutif utilisé.

Le rendement est de $\frac{1}{2}$.

- La longueur de contrainte est égale à 7.
- Les polynômes générateurs sont définis par :

$$P(x) = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

$$P'(x) = X^6 + X^4 + X^3 + X^1 + 1$$

Ces polynômes peuvent s'écrire sous la forme $P = [1111001]$ ou 171 en octal, et $P' = [1011011] = 133$ (en octal).

Le Poinçonnage

Le processus de poinçonnage consiste à éliminer systématiquement les bits du flux à faible taux de la sortie du codeur, afin de réduire la quantité de données à transmettre. Ceci conduit à un code à taux élevé. Les bits sont effacés selon une matrice de poinçonnage, où la moyenne du bit

rejeté s'annule. Le processus du poinçonnage est employé pour créer les taux variables du codage requis pour fournir divers niveaux de protection d'erreur aux utilisateurs du système. Les différents taux qui peuvent être utilisés sont $1/2$, $2/3$, $3/4$ et $5/6$. Les vecteurs de poinçonnage pour ces taux, sont donnés dans le tableau 1 ci-dessous.

Taux	Vecteur de Poinçonnage
$1/2$	[1]
$2/3$	[1 ; 1 ; 1 ; 0]
$3/4$	[1 ; 1 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0]
$5/6$	[1 ; 1 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0 ; 0 ; 1 ; 1 ; 0]

Tableau 1 : Vecteurs de poinçonnage pour différents taux du codage convolutif

La modulation Numérique

Après l'entrelacement, les données rentrent en série au bloc de modulation. La modulation a pour rôle d'adapter un signal au canal sur lequel il sera émis. En modulation numérique, ce signal n'est pas continu mais discret et généralement binaire. On distingue, parmi les techniques de modulation numérique les plus répandues, la modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation). La modulation QAM résulte de la modulation ASK (Amplitude Shift Keying) simultanée et indépendante de deux porteuses en quadrature $(I(t)\cos(2\pi f_0 t), Q(t)\sin(2\pi f_0 t))$.

Comme mentionné dans le quatrième chapitre, la norme LTE spécifie que les modulations 4 QAM, 16 QAM et 64 QAM seront utilisées.

Le nombre de bits par symbole pour chaque type de modulation, est donné par le tableau 2 suivant :

Type de Modulation	Valence d'amplitude	Valence de phase	Nombre total des valences	Efficacité (bit/symbole)
4QAM	1	4	4	2
16QAM	2	8	16	4
64QAM	4	16	64	6

Tableau 2 : Efficacité des modulations 4 QAM, 16 QAM et 64 QAM.

L'environnement Simulink mis à notre disposition un ensemble de blocs permettant de réaliser divers types de modulation numériques, parmi les quels se trouve le bloc **Rectangular QAM Modulator Baseband** que nous avons utilisé pour réaliser les trois types de modulation décrites ci-dessus.