

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

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

جامعة سعد دحلب البليدة

UNIVERSITE DE SAAD DAHLEB BLIDA



دائرة الإلكترونك - كلية الهندسة

FACULTE DES SCIENCE DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDE

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE

MASTER EN ELECTRONIQUE

OPTION : Télécommunications & Réseaux

Etude et Simulation de la Liaison Descendante

De la norme 3GPP-LTE en mode MISO

Présenté par : LAZEREGUE Aicha

OULD AKLOUCHE Louiza

Proposé par : Mr. BERSALI Mahdi

Session : 2011

Remerciements :

Tout d'abord nous remercions dieu le tout puissant qui nous a donné le courage et la force d'achever ce travail.

Nous tenons à remercier notre encadreur Mr BERSALI MAHDI de nous avoir proposé ce sujet de recherche, ainsi que pour son soutien et ses précieux conseils.

Nous tenons à remercier également le jury d'avoir accepté l'évaluation de ce travail.

Nous exprimons nos sincères reconnaissances à l'égard de tous ceux qui ont contribué à notre formation, particulièrement nos enseignants.

Dédicace :

*A mes parents,
Qui m'ont tant donné pour faire de moi ce que je suis,
A mes sœurs, Chahrazed, Yasmine, et Célia,
A mes frères, Fayçal et Anis,
A toute ma famille,
A tous ceux qui compte pour moi,
A tous ceux pour qui je compte,
A toutes mes amies.*

*« Je leurs dédie ce modeste travail en guise de
reconnaissance »*



Louiza

Dédicace :

Je dédie ce travail à :

Mes parents ;

Mes sœurs, Merieme et Hiba ;

Mon frère Abd Elraouf ;

Ma nièce Oumayma ;

Toute ma famille ;

Toutes mes amies.



Aïcha

Tables des matières :

Introduction général.....	1
Chapitre 1 : Etat de l'art de la téléphonie mobile	
1.1. Introduction	4
1.2. Rappel sur les méthodes d'accès multiple	4
1.2.1. Les modes de duplexage	5
a) Le mode de duplexage en fréquence FDD	5
b) Le mode de duplexage en temps TDD	5
1.2.2. Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)	6
1.2.3. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	6
1.2.4. Accès multiple par répartition de code CDMA	7
1.2.5. Accès multiple par répartition dans l'espace SDMA	8
1.2.6. Multiplexage par répartition sur des fréquences orthogonales (OFDM)	9
a) Description de l'OFDM	9
b) l'OFDMA	10
c) La COFDM	10
d) Les combinaisons entre la modulation OFDM et les autres techniques d'accès	10
1.3. L'historique de la téléphonie mobile	12
1.3.1. Systèmes cellulaires 1G	13
1.3.2. Systèmes cellulaires 2G	14
a) En Europe	14
b) Aux Etats-Unis	15
c) Au Japon	15
d) La 2+ G	16
1.3.3. Systèmes cellulaires 3G.....	17
a) Définition de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)...	18
b) Architecture de l'UMTS	18
c) Quelques standards de la 3 G	20
d) La 3+ G	21
1.3.4. Systèmes cellulaires 4G	22

1.3.5. Tableau récapitulatif	23
1.4. Conclusion	23
Chapitre 2 : Principes et Architecture du réseau LTE	
2.1. Introduction	24
2.2. Introduction à la norme LTE.....	24
2.2.1. Début de la LTE	26
2.2.2. Evolution vers LTE	26
2.2.3. Technologies adoptées dans la LTE	27
2.2.4. Ensemble des spécifications LTE	29
2.3. Architecture du Réseau LTE	30
2.3.1. Le réseau EPS	30
2.3.2. Le réseau d'accès radio LTE : (E-UTRAN).....	32
a) Caractéristiques de l'accès radio LTE	32
b) Les entités du réseau d'accès LTE	33
2.3.3. Le réseau cœur SAE	35
a) Caractéristiques du réseau cœur SAE	35
b) Les entités du réseau cœur SAE	36
b-1) L'Entité MME (Mobility Management Entity).....	37
b-2) L'entité Serving GW (Serving Gateway).....	38
b-3) Entité PDN GW (Packet Data Network Gateway)	39
b-4) Entité HSS (Home Subscriber Server)	39
b-5) Entité PCRF (Policy & Charging Rules Function)	40
2.4. Le handover dans la LTE	40
2.5. Conclusion	42
Chapitre 3 : Phénomènes de propagation radio fréquence	
3.1. Introduction	43
3.2. Propagation	43
3.2.1. Propagation en espace libre	44
3.2.2. Propagation en environnement réel	45
3.3. Les phénomènes de base en propagation	47
3.4. Le Canal radio fréquence	48

3.4.1.	Bruit Blanc Gaussien Additif	49
3.4.2.	Le Multi trajets	51
3.4.3.	L'Effet Doppler	54
3.4.4.	Récapitulatif	56
3.5.	Impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques	58
3.5.1.	Évanouissements temporels	58
3.5.2.	Évanouissements fréquentiels	58
3.5.3.	Évanouissements spatiaux	59
3.6.	Types de canaux à évanouissement	59
3.7.	Conclusion	61
Chapitre 4 : Méthodes d'accès du canal downlink dans la norme 3GPP LTE		
4.1	Introduction	62
4.2.	Principes de la modulation multiporteuse OFDM	63
4.2.1.	Vue générale de l'OFDM	63
4.2.2.	Le but de l'OFDM	65
4.2.3.	Principe de la modulation OFDM	66
4.2.4.	Principe de la démodulation	70
4.2.5.	Problème d'interférences.....	71
a.	L'interférence entre symboles (IES)	71
b.	L'interférence entre porteuses (IEP)	71
4.2.6.	Solutions auprès des interférences	72
4.2.7.	Les avantages de l'OFDM	74
4.2.8.	Les inconvénients de l'OFDM	75
4.3.	OFDMA : transmission en Downlink	75
4.3.1.	Description de l'OFDMA dans la norme LTE	77
a)	Structure de la trame en LTE	77
b)	Définition du « Physical Resource Block »	78
4.3.2.	Les paramètres de la technique OFDMA	81
4.3.3.	Chaîne de transmission OFDMA	81
a.	L'étage Mod Symbol Mapping	82
b.	L'étage Sub-carrier Mapping	82
c.	L'étage IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)	82
d.	L'étage Cyclic prefix (CP)	82
e.	L'étage P/S & DAC	83

f. L'étage RF I-Q Mod: (modulateur).....	84
4.4. SC-FDMA: Transmission en Uplink	85
4.5. MIMO: Techniques d'antennes avancées	86
4.5.1. Description	86
4.5.2. Concept des systèmes multi-antennaires	87
a. Gain de densité (array gain)	88
b. Gain de diversité	88
c. Multiplexage spatial	89
d. Réduction des interférences	89
4.5.3. Les principes du MIMO	89
a) diversité temporelle	89
b) diversité fréquentielle	90
c) diversité spatiale	91
4.5.4. Modélisation des systèmes multi-antennaires	91
a) SIMO	92
b) MISO	93
c) MIMO	93
4.5.5. MIMO-OFDM	95
4.6. Conclusion	95
Chapitre 5 Simulation et interprétation des résultats	
5.1. Introduction.....	96
5.2. Rappel sur les chaînes de transmission.....	96
5.2.1. Le schéma synoptique d'un système de transmission	96
5.2.2. Quelques rappels importants pour la simulation	97
a) Définitions du BER (Bit Error Rate).....	97
b) Canal de propagation Rayleigh	97
c) canal de propagation AWGN	97
5.3. Simulation de la chaîne de transmission.....	98
5.3.1. La chaîne de transmission en mode SISO	98
a) L'organigramme de la simulation OFDMA pour le mode SISO	98
b) La réalisation de la chaîne de transmission de la norme LTE dans la voie descendante 'DL' en mode SISO	99
c) La conception de la chaîne et les résultats de la simulation	99
c-1) L'émission	99

c-2) Le canal de transmission	104
c-3) La réception	104
5.3.2. La chaine de transmission en mode MISO	107
a) L'organigramme de la simulation OFDMA pour le mode MISO	107
b) La réalisation de la chaine de transmission de la norme LTE dans la voie descendante 'DL' en mode MISO.....	108
c) La conception de la chaine et les résultats de la simulation	108
c-1) L'émission	108
c-2) La réception	110
c-3) Le canal de transmission	110
5.4. Conclusion.....	111
Conclusion générale	112
Bibliographie	

Introduction générale :

Les systèmes de communication sont omniprésents autour de nous et prennent de plus en plus d'importance dans un monde où Internet devient une porte d'accès vers le monde entier, que ce soit pour communiquer, échanger des fichiers, regarder des films à la demande, acheter des produits à l'autre bout de la planète,... etc. Cet engouement crée un besoin de rester connecté dans n'importe quel endroit géographique en bénéficiant des mêmes conditions d'utilisation qu'une liaison haut débit filaire de type ADSL (débit, temps de réponse, stabilité de la connexion).

Les standards actuels de téléphonie mobile pouvant couvrir un territoire entier comme le GSM, le GPRS, et l'UMTS, ne proposent pas de débit suffisamment élevé. De plus, la qualité de service est insuffisante et la fiabilité des communications doit être améliorée (nombreuses coupures). Autrement dit, ces réseaux utilisés aujourd'hui ne répondent plus aux besoins des utilisateurs dans quelque prochaines années. Cependant, une nouvelle gamme d'accès radio tels que LTE (Long Term Evolution), WIMAX, tente à remplacer ou compléter la technologie radio existante.

La technologie LTE est un projet mené par l'organisme de standardisation 3GPP visant à rédiger les normes techniques de la future quatrième génération en téléphonie mobile. Elle permet le transfert de données à très haut débit, avec une portée plus importante, un nombre d'appels par cellule supérieur et une latence plus faible. Théoriquement, elle peut atteindre des débits de l'ordre de 50 Mbps en lien montant et 100 Mbps en lien descendant, à partager entre les utilisateurs mobiles d'une même cellule

Pour une meilleure qualité de service, la technologie LTE est associée à des modulations haut débit telle que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ainsi qu'à des techniques de traitement d'antennes telle que le MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui permettent d'exploiter efficacement les ressources radio disponibles.

Le but de ce projet est d'étudier et de simuler la technique de multiplexage utilisée par l'accès radio LTE en voie descendante qui est l'OFDMA (Orthogonal Frequency

Division Multiple Access) associé à la technique multi antenne MISO (Multiple Input Single Output).

Ce mémoire comprend cinq principaux chapitres. Dans le premier chapitre nous passerons en revue les concepts généraux, l'architecture et l'évolution des réseaux mobiles. Nous commencerons par la définition des différentes méthodes d'accès multiples utilisé tout au long de l'évolution des réseaux mobiles ainsi que les modes de duplexage. Ensuite, nous citerons l'histoire des réseaux mobiles de la première génération (1G) jusqu'à la quatrième génération (LTE).

Le deuxième chapitre sera consacré à la détermination de l'architecture de réseau EPS (Evolved Packet System) qui présente l'ensemble du réseau. Ce dernier est composé de deux parties, la première qui est le réseau d'accès radio LTE et la deuxième qui est le réseau cœur évolué EPC (Evolved Packet Core) appelé SAE (System Architecture Evolution). Nous définirons chaque partie indépendamment, ses caractéristiques, et les entités qui lui sont associés.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéresserons aux phénomènes de propagation radio fréquence. Nous commencerons par une définition des concepts généraux sur le canal de propagation. Ainsi, nous donnerons des notions sur les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio mobile qui sont le bruit additif, les multi trajets et l'effet Doppler. Cela nous amènera à expliquer les phénomènes d'évanouissement et de sélectivité, et leurs impacts sur l'information transmise. Et enfin, nous terminerons par citer les types de canaux issus de la combinaison de ces deux phénomènes.

Quand au quatrième chapitre, il sera consacré à l'étude de méthodes d'accès du canal downlink dans la norme 3GPP LTE. Nous débuterons par l'étude de la technique d'accès multiple OFDM. En suite, nous passerons à l'étude de la technique OFDMA proposée à être utilisé sur la voie descendante pour la norme LTE. Et en fin, nous présenterons la technique multi antenne MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui a été associée à l'OFDM pour augmenter la capacité du canal et améliorer la qualité de transmission.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous allons simuler une chaîne de transmission en downlink de la norme 3GPP LTE pour les deux techniques SISO et MISO, ainsi discuté les résultats du point de vue TEB.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion.

Chapitre 1 Etat de l'art de la téléphonie mobile

1.1. Introduction

Durant les dernières décennies, les réseaux mobiles ont connu un développement et une extension mondiale, devenant ainsi le principal succès du domaine des télécommunications. Ceux-ci permettront de faire converger la téléphonie, les données et le multimédia en introduisant divers services qui viennent s'ajouter au service de voix. Les utilisateurs se trouveront entraînés vers les nouvelles générations par une avalanche de nouvelles applications mobiles multimédia indispensables, qui n'ont pu voir le jour que grâce aux capacités évoluées des réseaux 3G et 4G [1].

Afin de mieux comprendre l'évolution des réseaux de la téléphonie mobile vers la troisième et la quatrième génération ; il faut connaître les différentes parties du réseau de téléphonie mobile, le schéma de la figure 1.1 décrit les éléments qui le composent. [2]

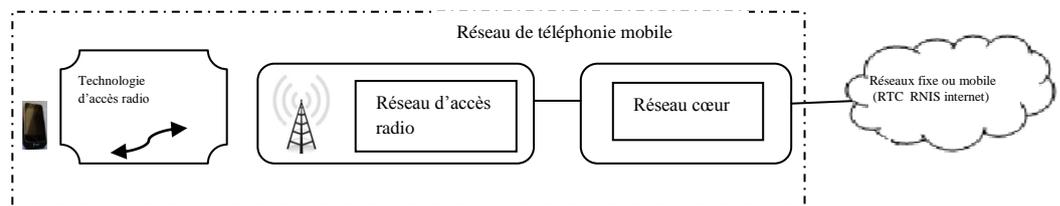


Figure 1.1 : schéma simplifié d'un réseau de téléphonie mobile.

1.2. Rappel sur les méthodes d'accès multiple

Le concept d'accès multiple est le fondement de tout système radio mobile. L'idée est de pouvoir partager un ensemble limité de canaux, de telle sorte que plusieurs utilisateurs puissent y avoir accès pour communiquer simultanément, les scientifiques s'attachent à mettre de nouvelles techniques d'accès multiple afin d'accroître la capacité et la couverture des systèmes cellulaires tout en préservant la qualité de service QoS (Quality of Service) [2].

1.2.1. Les modes de duplexage:

Toutes les techniques d'accès multiples sont assorties d'un type particulier de duplexage permettant l'échange d'information entre le mobile et la station de base. [2]

Le LTE (Long Term Evolution) supporte deux techniques de duplexages en fréquence FDD (Frequency Division Duplex) et le duplexage en temps TDD (Time Division Duplex).

a) Le mode de duplexage en fréquence FDD : le mode FDD utilise deux bandes de fréquence indépendantes l'une pour transmettre et l'autre pour recevoir simultanément (voir figure 1.2). Le mode FDD requiert une différence de fréquence (bande de garde) entre les voies montantes et descendantes pour réduire l'interférence entre elles [2].

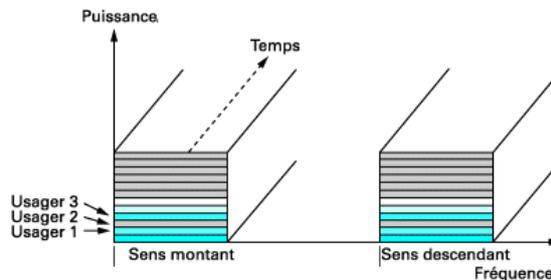


Figure 1.2 : Le mode FDD

b) Le mode de duplexage en temps TDD : dans le mode TDD, comme indiqué en figure 1.3, on transmet et on reçoit sur la même fréquence porteuse mais à des instants différents. Un système utilisant le mode TDD requiert un temps de garde ou période de garde pour minimiser l'interférence entre les moments d'émission et de réception. La durée de cette période de garde est déterminée en fonction du temps maximum que met le signal pour effectuer un aller-retour entre l'émetteur et le récepteur [2].

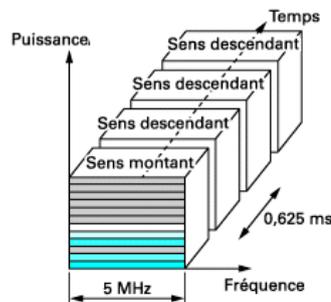


Figure 1.3 : Le mode TDD

1.2.2. Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) :

Le principe de l'accès multiple par division de fréquence est de répartir la bande fréquentielle disponible entre les différents utilisateurs. Ainsi chaque utilisateur a sa propre sous-bande à tout moment. Pour éviter des interférences entre les différentes sous-bandes, en particulier si le canal n'est pas parfait, on sépare les bandes voisines par une bande de garde. Ces bandes de gardes dégradent l'efficacité spectrale d'un système d'accès multiple FDMA. La figure (1.4) schématise le principe de la FDMA :

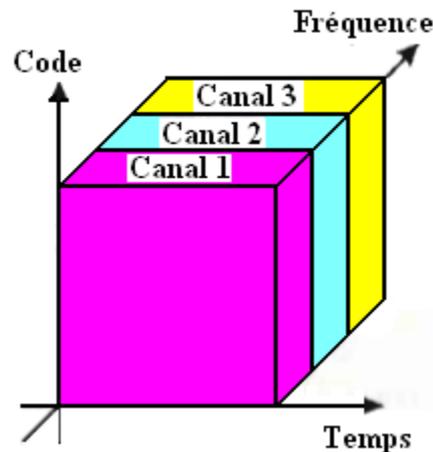


Figure 1.4 : Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

Le FDMA représente le mode d'accès par excellence des systèmes cellulaires analogiques dits de première génération ou 1G et l'exemple le plus représentatif est le système américain AMPS (Advanced Mobile Phone System). [2] [3]

1.2.3. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) :

Le principe de l'accès multiple par division de temps est de découper la bande fréquentielle unique en trames temporelles comme indiqué en figure 1.5. Les trames sont divisées en intervalles de temps ou time slots qui sont allouées aux différents utilisateurs. Chaque utilisateur peut alors accéder à la totalité de la bande mais seulement lorsque c'est son tour. Un système TDMA exige une stricte synchronisation de tous les utilisateurs pour que leurs transmissions n'interfèrent pas. Les exemples les plus représentatifs de systèmes cellulaires utilisant le TDMA sont les systèmes de deuxième génération GSM (Global System for Mobile Communications) et le système IS-136 (Interim Standard). [2] [3]

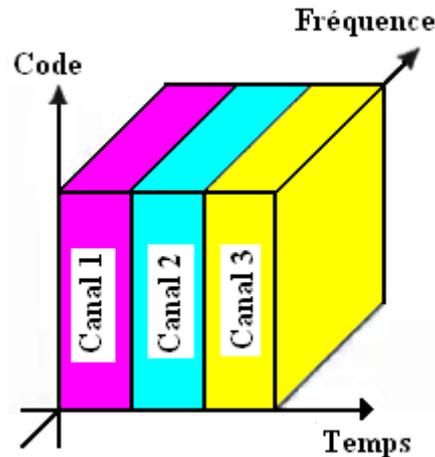


Figure 1.5 : Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

1.2.4. Accès multiple par répartition de code CDMA :

La CDMA (Code Division Multiple Access) est une technique d'accès multiple grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer simultanément dans une même bande de fréquence. La distinction entre les différents utilisateurs s'effectue grâce à un code (voir figure 1.7) qui leur est attribué et n'est connu que par l'émetteur et le récepteur. Contrairement aux deux autres formes de multiplexage, les formes d'ondes du CDMA ne sont ni localisées en temps ni en fréquence [2][3].

Généralement on distingue deux types de CDMA : directe et hybride

La CDMA directe regroupe :

- la CDMA à séquence directe DS-SS-CDMA ;
- la CDMA à saut de fréquence FH-SS-CDMA ;
- la CDMA à saut de temps TH-SS-CDMA.

La CDMA hybride associe le multiplexage par code aux autres techniques de multiplexage de manière plus hiérarchique. L'arbre représenté dans la figure (1.6) regroupe l'ensemble de cette classification [18].

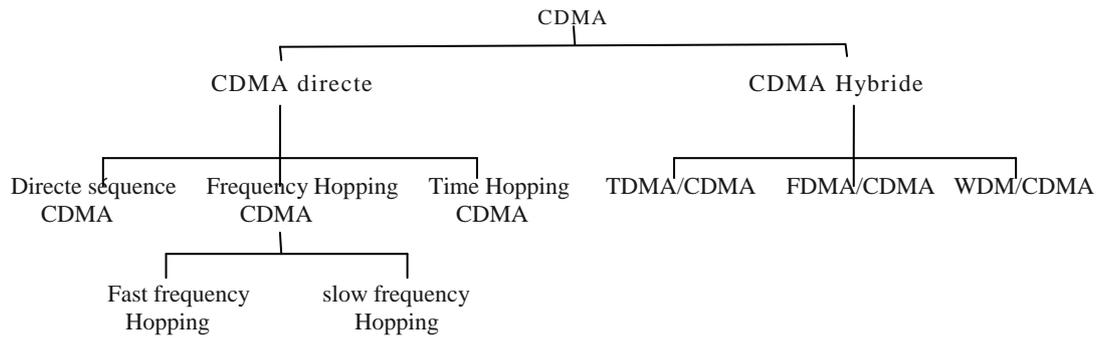


Figure 1.6: Les types de CDMA

La CDMA est utilisé par le standard américain de deuxième génération IS-95 (cdmaOne). Il est aussi le mode d'accès retenu pour le réseau d'accès radio UMTS (Universal Mobile Telecommunications System).

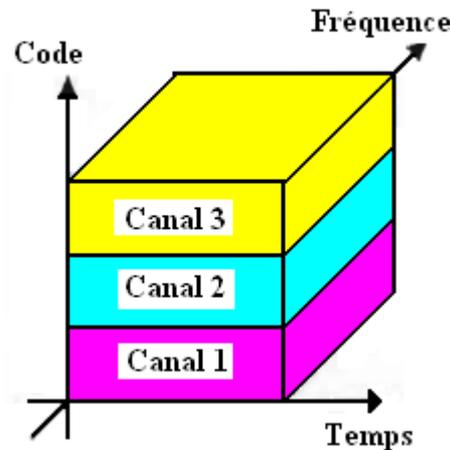


Figure 1.7 : Accès multiple par répartition de code (CDMA)

1.2.5. Accès multiple par répartition dans l'espace SDMA :

Une autre méthode d'accès multiple est le SDMA (Space Division Multiple Acces) autrement dit l'accès multiple par répartition dans l'espace. Comme on l'a vu précédemment les utilisateurs d'un système cellulaire peuvent être répartis en fonction de la fréquence (FDMA), du temps (TDMA), ou des codes qui leur sont attribués (CDMA). En SDMA, les utilisateurs sont répartis dans l'espace géographique et la communication entre le mobile et la station de base à lieu par le biais d'un faisceau unique rayonné par l'antenne de cette dernière comme indiqué en figure 1.8.

L'objectif de cette technique étant clairement d'augmenter la capacité du réseau radio mobile en invertissant au mieux la dimension spatiale. Dans la pratique la SDMA est utilisé en combinaison avec une ou plusieurs techniques d'accès multiple. Même si le concept SDMA existe depuis plusieurs années il n'est pas encore utilisé à grande échelle pour les applications civiles grand public, cela est dû à la complexité des calculs requis par son implantation [2] [18].

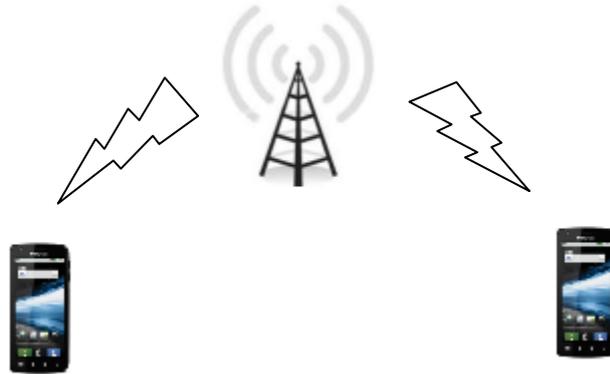


Figure 1.8 : Accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA)

1.2.6. Multiplexage par répartition sur des fréquences orthogonales (OFDM) :

a) Description de l'OFDM : l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) est un cas particulier de la modulation multiporteuse MC (Multi Carrier) où un bloc de symboles d'information est décomposé en sous blocs. Chaque sous bloc est ensuite transmis sur différentes sous porteuses en parallèle à un débit inférieur ; autrement dit l'OFDM divise une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. Les signaux OFDM doivent être orthogonaux (voir figure 1.9), de telle sorte que les sous porteuses puissent se recouvrir dans un même spectre. Par la suite, un algorithme,

La Transformée de Fourier Rapide Inverse IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), véhicule le signal par le biais des différents sous-canaux. C'est également cet algorithme qui s'occupe de la recombinaison du message chez le récepteur [2][8].

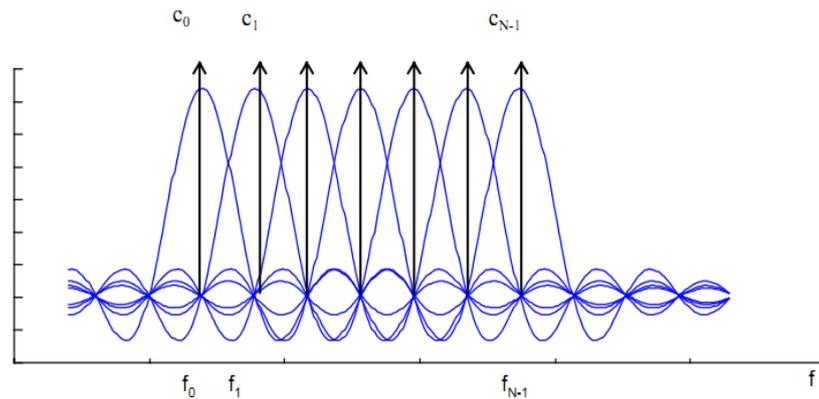


Figure 1.9 : spectre du signal OFDM

b) l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) : dans la technique OFDMA chaque sous porteuse est exclusivement assignée à un seul utilisateur, éliminant de ce fait les Interférences Intra Cellulaires (ICI). Cela a pour conséquence directe un décodage facile de l'OFDMA par l'utilisateur. Une telle simplicité est particulièrement intéressante pour les opérations descendantes [8].

c) La COFDM (Coded OFDM): un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM sont utilisés pour remédier à ces inconvénients. Parmi les systèmes utilisant le COFDM, on peut énumérer :

- le Digital Audio Broadcasting (DAB) qui va bientôt remplacer la radio.
- le Digital Video Broadcasting (DVB) qui a été adapté à la télévision numérique.
- HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a pour les réseaux locaux sans fils [6].

d) Les combinaisons entre la modulation OFDM et les autres techniques d'accès : dans le contexte de la téléphonie cellulaire, l'OFDM peut être utilisé en combinaison avec d'autres formes d'accès multiple comme le FDMA, le TDMA et le CDMA.

- Combinaison entre la modulation OFDM et le TDMA : cette combinaison donne le TDMA multiporteuse c'est la technique MC-TDMA, voir figure 1-10 b).

- Combinaison entre la modulation OFDM et le FDMA : cette combinaison donne le FDMA multiporteuse c'est la technique MC-FDMA, voir figure 1-10 a).
- Combinaison entre la modulation OFDM et le CDMA : généralement il y a trois (03) types de combinaisons entre l'OFDM et le CDMA.
 1. la combinaison CDMA - OFDM qui donne la technique MC-CDMA (Multicarrier code division Multiple Access), voir figure 1-10 c).
 2. la combinaison DS-CDMA - OFDM donnant la technique MC-DS-CDMA (Multicarrier direct sequences code division Multiple Access).
 3. MT-CDMA (Multi Tone code division Multiple Access) la MT-CDMA est une combinaison entre l'étalement du spectre dans le domaine temporel et les transmissions multi-porteuses. [3]

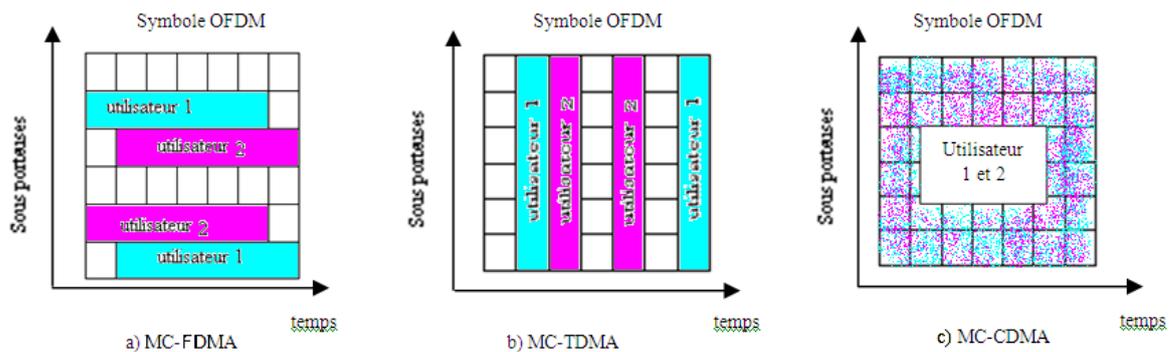


Figure 1.10 : différents types d'accès multiples obtenus à partir du principe de la technique OFDM (le cas particulier ou deux utilisateurs sont desservis est considéré)

L'OFDM a été retenu dans le concept LTE qui regroupe un ensemble de technologies radio visant à augmenter les débits et les performances en générale de l'accès radio dans un réseau UMTS dans ses évolutions autour des années 2010 et 2020. [2]

Le principe de la modulation OFDM sera détaillé dans le quatrième chapitre.

1.3. L'historique de la téléphonie mobile

La téléphonie mobile a connu dans son histoire trois grandes phases ou générations: la première génération ou 1G était analogique, la deuxième 2G est numérique mais orientée circuit, offrant des solutions permettant des transferts de données à faible débit utilisant le WAP (Wireless Application Protocol) ou I(Internet)-mode. Il existe aussi une génération 2G+ connue sous le nom GPRS (General Packet Radio System), qui est une évolution du système GSM, intégrant la commutation de paquets pour le transfert de données. La troisième génération ou 3G a été conçue pour satisfaire l'acheminement de communications multimédia tels l'accès à Internet, l'accès aux Intranet d'entreprise, les messageries unifiées multimédia dans un contexte PIM (Personal Information Management), la visioconférence, les jeux vidéo, les échanges instantanés de type forum multimédia [1]. Le nom générique pour les différentes normes 3G est IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000). Le schéma de la figure 1.11 résume les différentes générations.

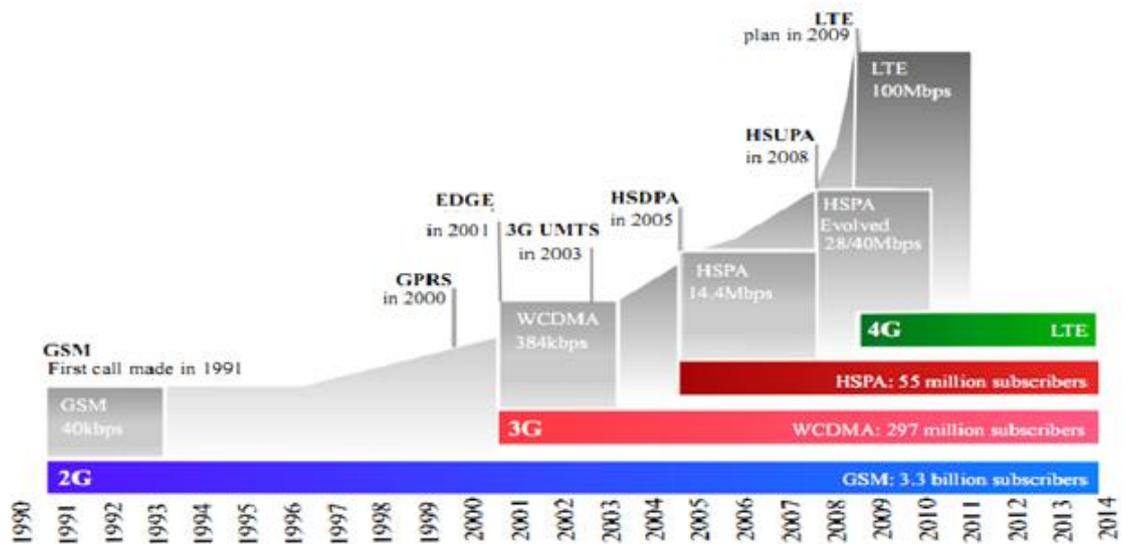


Figure 1.11 : évolution des différentes générations de téléphonie mobile.

1.3.1. Systèmes cellulaires 1G :

Les premières générations de la téléphonie mobile, notée 1G, ont été les premières à exploiter le concept de la téléphonie cellulaire développé par les laboratoires Bell en collaboration avec quelques industriels américains dans les années 1960 et 1970. Ces systèmes ont la particularité d'utiliser la modulation en fréquence FM (Frequency Modulation), qui est du type analogique et le FDMA comme seul et unique mode d'accès multiple [2]. Ils s'agissaient principalement des standards suivants :

- **AMPS (Advanced Mobile Phone System)**, apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire [7], il est considéré comme l'exemple le plus représentatif de cette première génération [2]. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques [7].
- **TACS (Total Access Communication System)**, est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence de 900 MHz, ce système fut notamment largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon) [2, 7].
- **ETACS (Extended TACS)**, est une version améliorée du standard TACS développé au Royaume-Uni utilisant un nombre plus important de canaux de communication) [2,7].
- **NMT (Nordic Mobile Telephony)**, est une version utilisée en Europe (pays nordique) basées sur la technologie FDMA autour de la bande 400Mhz et 900Mhz [2]

Le tableau 1.1 résume quelques standards de la 1 G et leurs bandes de fréquences correspondantes :

Standard	Bande de fréquences DL(MHz)	Bandes de fréquences UL(MHz)	Largeur de bande d'un canal(KHz)	Année
AMPS	869-894	824-849	30	1976
TACS	935-960	890-915	25	1983
ETACS	917-950	872-905	25	1984
NMT400	463-467.5	453-457.5	25	1981
NMT900	935-960	890-915	12.5	1986

Tableau 1.1 : quelques standards de la 1G

Les réseaux cellulaires de la première génération possédaient un fonctionnement analogique et étaient constituées d'appareils relativement volumineux, ils ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique [2].

1.3.2. Systèmes cellulaires 2G :

Les systèmes de la seconde génération de réseaux mobiles, notée **2G**, apparues en 1982 ont profité des développements technologiques réalisés dans le domaine de composants radio fréquence et des dispositifs de traitement numérique de signal. Les principaux standards de téléphonie mobile 2G sont les suivants :

a) En Europe :

- **GSM**, le standard le plus utilisé en Europe à la fin du XX^e siècle. Ce standard utilise la bande de fréquence 900 MHz (GSM 900). Les problèmes de capacité ont été résolus avec l'introduction de nouvelles bandes de fréquences, ce qui a donné naissance au DCT 1800 qui est le standard GSM sur la bande 1800 Mhz. En termes de débit, le GSM reste limité, car il propose seulement des débits allant jusqu'à 14,4 Kbps [2].

b) Aux Etats-Unis :

- **GSM PCD (Personal Communication System) 1900**, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. Ainsi, on appelle tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis.
- **D-AMPS (IS-136)**, découle du standard IS-54 qui est compatible avec l'AMPS. L'IS-136 est plus connu sous le nom TDMA Utilisé en Amérique, Nouvelle Zélande, et en Asie Pacifique, utilisant une technique de découpage temporel des canaux de communication, afin d'augmenter le volume de données transmis simultanément.
- **IS-95**, utilisant une technique d'étalement de spectre permettant de diffuser un signal radio sur une grande gamme de fréquences. L'IS 95 est désigné commercialement par cdmaOne. [2]

c) Au Japon :

- **PDC (Personal Digital Cellular)**, propose actuellement des débits de 28,8 kbps en « mode paquet » (version appelée PDC-P). Le Japon a une longueur d'avance sur l'Europe comme sur les Etats-Unis dans le domaine de l'accès à l'Internet à partir d'un terminal mobile. Les Japonais utilisent notamment un browser adapté aux

téléphone mobiles pour naviguer sur l'Internet. Ce service appelé « i-Mode » a connu un énorme succès auprès des jeunes. [2]

Le tableau 1.2 résume quelques standards de la 2G :

Standard	Bande de fréquences DL(MHz)	Bande de fréquences UL(MHz)	Largeur de bande d'un canal(KHz)	Année	Méthode d'accès	Nbr d'utilisateur par canal
GSM	935-960	890-915	200	1991	TDMA	8
IS-136	869-894	824-849	30	1992	TDMA	3
IS-95	869-894	824-849	1250	1993	CDMA	64
PDC	935-960	890-915	25	1995	TDMA	3 /6

Tableau 1.2 : quelques standards de la 2G

Grâce aux réseaux 2G, il est possible de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes SMS (Short Message Service), ou des messages multimédias MMS (Multimedia Message Service) ; mais la 2G est victime de son succès, car le nombre d'abonnés ne cesse de croître. Cela a pour résultat une saturation du spectre de fréquence qui est devenu critique dans certains pays.

Les limitations en termes de débit du GSM ont conduit les professionnels à adopter de nouvelles techniques optimisant les infrastructures existantes tout en minimisant le nombre de nouveaux équipements à installer pour développer le service de transmission de données. Néanmoins, pour assurer son interopérabilité avec les systèmes de troisième génération, un grand nombre d'améliorations techniques a été proposé, ce qui a donné lieu à la deuxième génération plus : [2]

d) La 2+ G :

- **2.5G :** GPRS (General Packet Radio System), c'est l'extension du GSM pour les communications de données, il permet d'obtenir des débits théoriques de l'ordre de 114 Kbps, plus proche de 40 kbit/s dans la réalité. À la différence du GSM, le GPRS ne réserve pas de slots de temps par utilisateurs de manière fixe. Au

contraire, plusieurs de ces slots peuvent être alloués à un mobile selon la disponibilité de la BTS. [2]

- **2.75G** : EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution), quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 473 Kbps, mais il a été limité afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 de l'ITU (International Telecommunications Union), ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de 473 Kbps. [2]

Après l'Amérique, qui avait été le fer de lance de la première génération, après l'Europe qui a joué les premiers rôles dans la deuxième génération, le Japon est sans doute le pays qui a le plus investi pour préparer la troisième génération, Ces efforts ont abouti au déploiement, en octobre 2001, du premier réseau commercial de troisième génération au Japon appelé FOMA fondé sur les toutes premières spécifications techniques de l'UMTS. Il apparaît, avec ses voisins en Asie comme la Chine et la Corée du Sud, comme l'un des acteurs majeurs de la troisième génération. [2]

1.3.3. Systèmes cellulaires 3G:

Les spécifications IMT-2000 de UIT définissent les caractéristiques de la troisième génération de réseaux mobiles (notée **3G**). La 3G correspond pour l'Europe au standard UMTS proposé par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Aux États-Unis, on parlera plutôt de CDMA 2000, et au Japon de FOMA. [2]

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 Kbps, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visioconférence ou l'accès à internet haut débit. Les bandes des réseaux 3G sont plus larges qu'en GSM, ils utilisent des bandes de fréquences autour de : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz (voir figure 1.12). Deux modes de fonctionnement possibles selon le pays : le mode FDD séparant la voie montante et la voie descendante par duplexage fréquentiel (deux bandes appariées de 15 MHz par opérateur), et le mode TDD réalisant le duplexage temporel (une bande de 5 MHz par opérateur). [4][5]

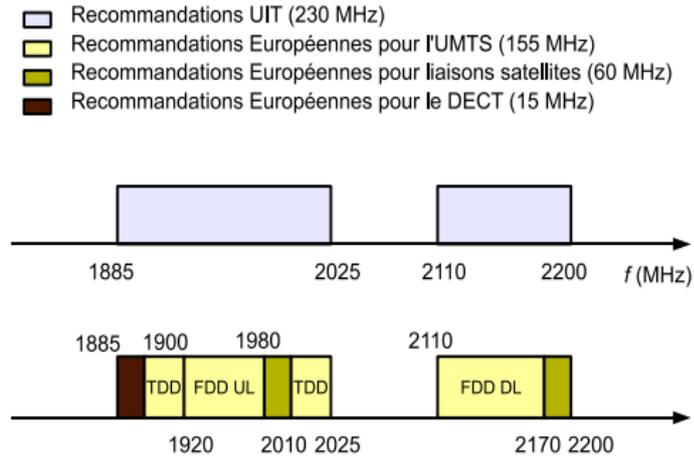


Figure 1.12 : les 230 MHz de bandes allouées par l'UIT pour la 3G. Ces bandes incluent les bandes FDD et TDD de 15 et 5 MHz pour l'UMTS.

a) Définition de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System):

L'UMTS est un système cellulaire de la 3G faisant partie de la famille IMT2000, dont les spécifications sont faites au sein du 3GPP. La technologie UMTS utilise la bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 Kbps à 2 Mbps. L'architecture de ce système est composée essentiellement d'un réseau terrestre d'accès radio l'UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network), et d'un réseau cœur dérivé de celui du GSM Phase 2+. L'UTRAN est basée sur la technologie CDMA Large Bande avec deux variantes le FDD et le TDD :

- UTRA/FDD (UTRA : UMTS Terrestrial Radio Access) ou la transmission a lieu de manière continue pour les voies montantes et descendante. La transmission et la réception se font dans une paire de bandes de fréquence différentes chacune d'une largeur de 5 MHz. La technologie UTRA/FDD est plus adaptée à des trafics symétriques et à des environnements extérieurs (outdoor) avec une grande mobilité. [2]
- UTRA/TDD qui utilise la technique de transmission en rafale (burst) comme le système GSM ou plusieurs utilisateurs peuvent occuper un intervalle « slot » de temps différent à l'intérieur de chaque trame. La transmission et la réception se font sur une même bande de fréquence de largeur 5 MHz à des instants différents. La technologie UTRA/TDD est

mieux adaptée à des trafics asymétriques et à des environnements intérieurs (indoor) avec une mobilité restreinte. [2]

b) Architecture de l'UMTS :

Le réseau UMTS vient se combiner aux réseaux déjà existants (GSM, GPRS et EDGE) comme le décrit la figure 1-13 a). Ces derniers apportent des fonctionnalités respectives de la voix et de données ; le réseau UMTS apporte ensuite les fonctionnalités multimédia, il contient deux principales parties : [7]

- la partie équipement utilisateur UE (User Equipment) et,
- la partie infrastructure : la partie infrastructure se partage en deux parties :
 - le réseau d'accès (Access Network)
 - le réseau cœur CN (Core Network).

La figure 1-13 b) présente l'architecture d'un réseau UMTS.

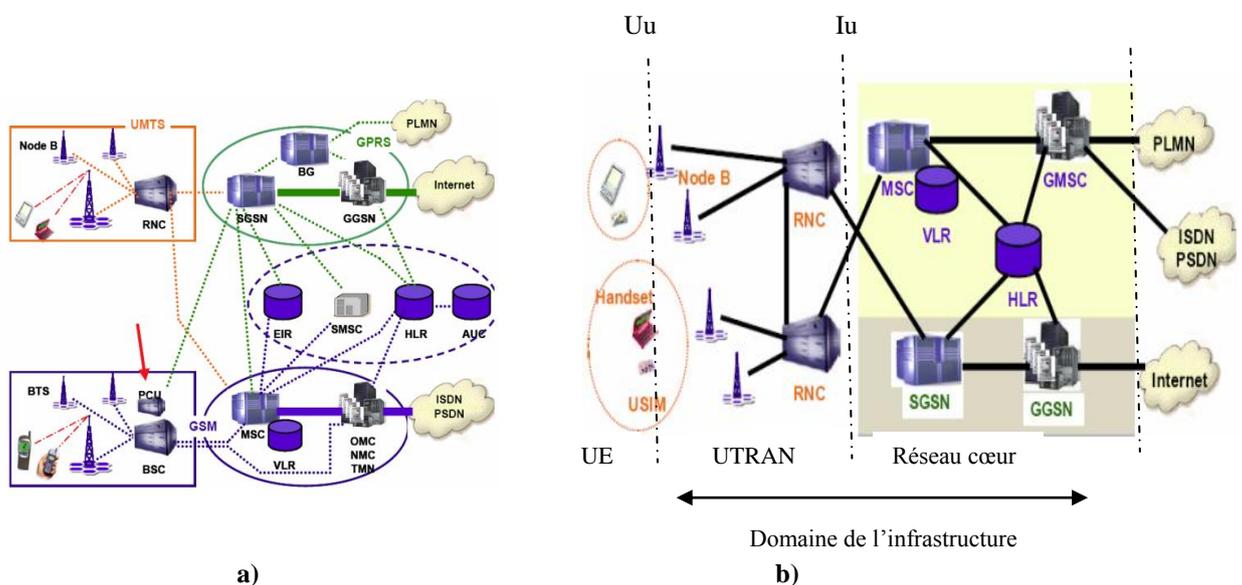


Figure 1-13 : Architecture du réseau UMTS

L'UE contient deux parties :

- **L'équipement mobile ME (Mobile Equipment) :** c'est le terminal radio utilisé pour les communications à travers l'interface Uu.

- **L'USIM (UMTS Subscriber Identity Module):** il fournit l'identité de l'abonné, établit les algorithmes d'authentification, enregistre les clefs d'authentification et de cryptage.

Le réseau d'accès : le réseau d'accès terrestre de l'UMTS s'appelle UTRAN. Un UTRAN est constitué d'un ou plusieurs RNS (Radio Network Subsystems). Le RNS a pour rôle de gérer l'allocation et la libération des ressources radio pour autoriser la connexion entre l'UE et l'UTRAN. Chaque RNS est formé d'un RNC (Radio Network Controller) et d'un ou plusieurs Node B. L'UTRAN est en charge du contrôle et de la gestion des ressources radio et permet l'échange d'information entre le terminal mobile (UE) et le réseau cœur. [18]

- **Le RNC (Radio Network Controller) :** il contrôle les ressources radio de l'UTRAN, gère le protocole RRC (Radio Resource Control) définissant les procédures et les messages entre le mobile et l'UTRAN. Il est en liaison avec le réseau cœur pour les transmissions en mode paquet à travers l'interface Iu-PS et en mode circuit à travers l'interface Iu-CS. Le RNC directement relié à un Node B par l'interface Iub est un CRNC (Controlling RNC), il gère :
 - Le contrôle de la charge des différents Node B,
 - Le contrôle d'admission et d'allocation des codes pour les nouveaux liens radio qui s'établissent dans les cellules gérées.
- **Le Node B :** ses fonctionnalités principales sont la gestion de la couche physique de l'interface radio, administrer le codage canal, l'entrelacement, l'adaptation du débit, l'étalement et le désétalement. Il est aussi responsable du contrôle de puissance en boucle fermée. L'interface mobile/Node B est une interface Uu. [7]

Le réseau cœur : le réseau cœur de l'UMTS s'appuie sur les éléments de base du réseau GSM et GPRS. Il est en charge de la commutation et du routage des communications (voix et données) vers les réseaux externes. Dans un premier temps le réseau UMTS devrait s'appuyer sur le réseau GPRS. Le réseau cœur se décompose en deux parties : le domaine circuit dans un premier temps et le domaine paquet. [7]

c) Quelques standards de la 3 G :

- **W-CDMA (FOMA):** FOMA est le nom de marque de l' W-CDMA à base 3G de télécommunications des services offerts par le Japon fournisseur de services de télécommunications NTT DoCoMo . Il s'agit d'une mise en œuvre du système de télécommunications mobiles universelles (UMTS) et a été le premier service 3G de commencer l'exploitation. [2]
- **CDMA2000 :** c'est une évolution du cdmaOne l'architecture est basée sur IS-95B avec une nouvelle Interface. Le CDMA2000 est incompatible avec l'UMTS principalement destiné à être déployé en Amérique du Nord. (3GPP2-CDMA2000)

La figure 1.14 résume les différents standards existants de la téléphonie mobile (de 1G à la 3G).

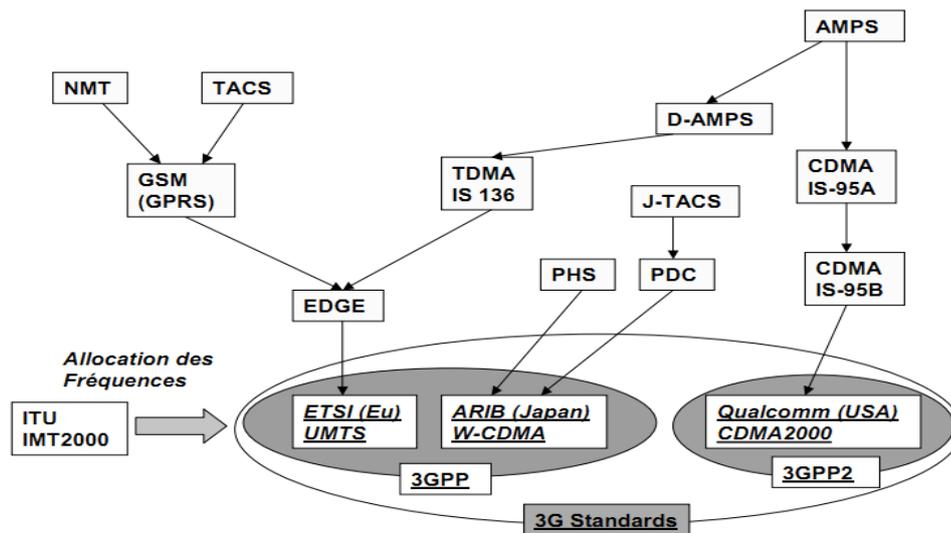


Figure 1.14 : Résumé des différents normes existantes de la téléphonies mobile jusqu'à la 3G

d) La 3+ G :

Comme pour le GSM, des techniques complémentaires viennent améliorer la technique UMTS de base.

3.5G : HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé « 3.5G » permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbps. La technologie HSDPA utilise la bande de

fréquence 5 GHz et utilise le codage W-CDMA, elle améliore les débits pour le téléchargement en DL, fait partie de la release 5. [2]

3.75 G: HSUPA ; l'HSUPA est défini dans la release 6 du 3GPP. Il s'agit d'une optimisation de l'HSDPA sur le lien montant UL. Cette évolution permet le haut débit en voie montante (jusqu'à 5,8 Mbps maximum théorique, 1,2 Mbps en pratique avec les mobiles actuels), ainsi qu'une amélioration du débit descendant puisqu'on double le débit HSDPA (7,2 Mbps). [2]

HSPA + : c'est une évolution de la norme HSPA (HSDPA/HSUPA) permettant d'atteindre des débits jusqu'à 56 Mbit/s en aval et 22 Mbit/s en amont sur les terminaux compatibles, en utilisant une modulation 64QAM. Elle fait parti de la release 7.

3.99 HSOPA : représente en téléphonie mobile l'évolution du couple HSDPA / HSUPA. Outre des débits bien supérieurs à ses prédécesseurs (100 Mbps en downlink / 50 Mbps en uplink), HSOPA présente un temps de latence de l'ordre de 20 ms contre 60 ms pour HSDPA. Le nombre d'utilisateurs par fréquence devrait également être bien supérieure et dépasser les 100 (40 en HSDPA et 9 en UMTS). Cette technique étant basé sur une technologie de fréquences orthogonales (OFDM), ce nouveau protocole n'est pas compatible avec W-CDMA, technologie utilisée pour la 3G en Europe et dans plusieurs autres pays, elle illustre sans doute le devenir des réseaux mobiles et surtout leur convergence avec les réseaux sans fil utilisés en informatique (Wi-Fi-MIMO / WiMAX). En effet, ces derniers fonctionnent déjà sur une base de fréquences orthogonales de type OFDM. Ce standard est le commencement de la LTE « 4G ». [2]

1.3.4. Systèmes cellulaires 4G :

LTE est une technologie d'accès radio appelée également E-UTRAN (E pour Evolved) qui est définit dans le cadre de la release 8. Elle s'applique aussi bien aux modes FDD et TDD donnant lieu respectivement à E-UTRA/FDD et E-UTRA/TDD (E pour Enhanced), la technique LTE dont l'architecture sera détaillée dans le prochain chapitre est caractérisée par :

- Débit en DL (Downlink) allant jusqu'à **100 Mbps**;
- Débit en UL (Uplink) allant jusqu'à **50 Mbps**;
- Taux de transfert de données au bord de la cellule de 2 à 3 fois l'UMTS / HSPA ;
- Efficacité spectrale trois fois plus élevée que la version la plus évoluée de l'UMTS ou HSPA;
- RTT (Round Trip Time) de moins de 10 ms (70 ms contre 200 ms HSPA et UMTS);
- Utilisation de la modulation OFDM pour la liaison descendante et unique Carrier-FDMA (SC FDMA) pour la liaison montante (au lieu de W-CDMA pour UMTS);
- L'utilisation d'un minimum de 1,25 MHz et un maximum de bande passante de 20 MHz pour chaque utilisateur ;
- Excellent support en mouvement. Hautes performances ont été enregistrées jusqu'à 350 kilomètres par heure, voire jusqu'à 500 kilomètres par heure, en fonction de la bande de fréquence utilisée. [18]

1.3.5. Tableau récapitulatif :

Le tableau 1.3 résume les différentes normes de la téléphonie mobile

1 ^{ère} Génération	2 ^{ème} Génération	Génération 2+		3 ^{ème} Génération	Génération 3+	4 ^{ème} Génération
Téléphones sans fil analogiques	GSM Utilisé en Europe et en Amérique	GPRS	EDGE	UMTS	HSDPA HSUPA HSPA+ HSOP	LTE
		Extension du GSM pour les communications de données				
	D-AMPS (IS-136) plus connu sous le nom TDMA (ANSI-136) Utilisé en Amérique et en Asie Pacifique		FOMA W-CDMA			
	PDC Utilisé au Japon					
CDMAOne (IS-95) de Qualcomm Utilisé en Amérique		CDMA2000				

Tableau 1.3 : les différentes normes de la téléphonie mobile

1.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons rappelé les différentes méthodes d'accès multiples utilisées tout au long de l'évolution des réseaux mobiles comme le TDMA, FDMA, CDMA, et OFDMA, ainsi les modes de duplexage FDD et TDD.

On a aussi retracé l'histoire de l'évolution des réseaux mobiles de la première génération (1G) qui est analogique (basé sur le FDMA) jusqu'à la quatrième génération (4G ou LTE) qui est devenue numérique, les systèmes numérique ont commencé avec l'apparition de la 2G (basé sur le FDMA et TDMA).

D'après l'organisation 3GPP, la technologie LTE doit être en mesure de fournir des débits de 100 Mbps en downlink et de 50 Mbps en uplink.

Le prochain chapitre sera consacré pour présenter le standard LTE, son architecture, et les différentes entités qui le composent.

Chapitre 2 Principes et Architecture du réseau LTE

2.1. Introduction :

LTE (Long Term Evolution) est la norme de communication mobile la plus récente qui est proposée par l'organisme 3GPP (Third Generation Partnership Project) dans le contexte de la 4G. Ce type de réseau est voué à remplacer les réseaux de 3^{ème} génération qui commencent à atteindre leurs limites. Cette norme est conçue pour durer car le déploiement d'un nouveau réseau est très coûteux pour les opérateurs. Elle est également désignée par E-UTRAN (Evolved-Universal Terrestrial Radio Access Network), élément de la Release 8 de la norme 3GPP.

Cette technologie propose des débits élevés pour le trafic temps-réel, avec une large portée, un nombre d'appels par cellule supérieur (zone dans laquelle un émetteur de téléphonie mobile peut entrer en relation avec des terminaux) et une latence plus faible.

Théoriquement, la LTE peut atteindre des pics de débit de 50 Mbps en lien montant et 100 Mbps en lien descendant, à partager entre les utilisateurs mobiles d'une même cellule. Pour les opérateurs, cette nouvelle technologie implique l'installation de ses nouveaux équipements qui sont différents de ceux des normes précédentes, et il faut également développer des terminaux mobiles adaptés. [8] [9]

En réalité, l'ensemble de ce réseau s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé des deux parties : le réseau évolué d'accès radio LTE, et le réseau cœur évolué appelé SAE (System Architecture Evolution).

Dans ce chapitre, nous allons présenter la vision de bout en bout du réseau EPS avec son Accès LTE, son réseau cœur SAE, et les entités associées.

2.2. Introduction à la norme LTE:

Avec des services tels que le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) offrant de très haut débits, le travail sur le développement d'une nouvelle génération de technologie cellulaire a commencé. La mise à niveau de la technologie cellulaire UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) a été baptisée LTE.

L'idée est que la LTE permettra des débits plus élevés à atteindre ainsi que des temps de latence des paquets beaucoup plus faible (un besoin croissant pour de nombreux services de nos jours), et que la LTE 3GPP permettra aux services de communication cellulaire d'aller de l'avant pour répondre aux besoins en matière de technologie cellulaire jusqu'en 2017 et bien au-delà. [14][17]

Le HSPA (High Speed Packet Access), une combinaison de la technologie HSDPA (D :Downlink) et HSUPA (U: Uplink), et HSPA + sont en cours de déploiement, le développement de la 3G LTE est entrain d'être baptisée 3.99G comme ce n'est pas encore un plein standard 4G, même si en réalité il existe de nombreuses similitudes avec les technologies cellulaires pronostiquées pour l'utilisation de la 4G. Toutefois, en dépit de la terminologie, il est certain que la 3G LTE apportera des améliorations significatives en performance sur les normes 3G existantes.

De nombreux opérateurs n'ont pas encore mis à niveau leurs réseaux 3G de base, et la 3GPP LTE est considérée comme la prochaine étape logique pour beaucoup d'opérateurs, qui va tout droit de la 3G de base a la LTE car cela évitera de fournir plusieurs stades de la mise à niveau. L'utilisation de la technologie LTE fournira également les capacités de données qui seront nécessaires pendant de nombreuses années à venir et jusqu'à ce que le lancement complet des normes de la 4G connues sous le nom de LTE Advanced. La figure 2-1 schématise l'évolution des réseaux cellulaire durant les deux dernières décennies.

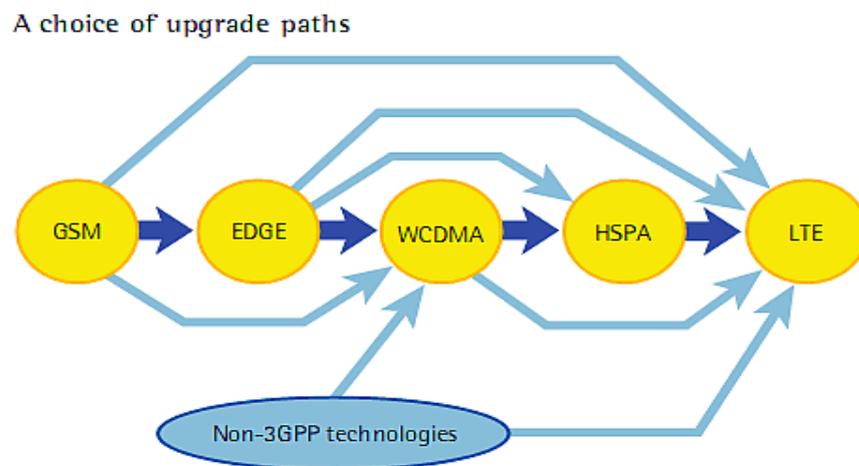


Figure 2.1 : Evolution des systèmes cellulaires mobiles.

2.2.1. Début de la LTE :

La 3GPP, qui a supervisé le développement du système 3G UMTS a commencé à travailler sur l'évolution de la technologie cellulaire 3G avec un atelier qui a eu lieu à Toronto au Canada en Novembre 2004. Les travaux sur les réseaux 3G LTE ont débuté par une étude de faisabilité qui a commencé en Décembre 2004, et qui a été finalisée à l'inscription sur 3GPP Release 7. Les spécifications de base de la LTE ont été ensuite incluses dans la Release 8.

L'atelier a fixé un certain nombre d'exigences de haut niveau pour la 3G LTE:

- Réduction des coûts par bit,
- Services évolués en provisionnement. Plus de services à moindre coût,
- Souplesse d'utilisation des bandes de fréquences,
- Architecture simplifiée et des interfaces ouvertes,
- Permettre une consommation raisonnable de l'énergie du terminal.

En termes de chiffres réels, les objectifs pour LTE incluent des taux de téléchargement download de 100 Mbps, et des taux de téléchargement upload de 50Mbps pour chaque 20 MHz du spectre. En plus de cela la norme LTE été requise pour soutenir au moins 200 utilisateurs actifs dans chaque cellule de largeur de bande 5MHz (soit 200 appels téléphoniques actifs) et ce avec une latence plus faible qui a été fixé à moins de 10 ms pour les petits paquets IP afin de supporter des services interactifs en temps réel (VoIP, les jeux et bien d'autres applications) [14] [6].

2.2.2. Evolution vers LTE :

Bien qu'il y a de majeurs étapes à franchir entre la LTE et ses prédécesseurs 3G, elle est néanmoins considéré comme une évolution de l'UMTS / standard 3G 3GPP. Bien qu'elle utilise une forme différente d'interface radio, en utilisant les techniques d'accès OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) dans le sens descendant (downlink) et SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) dans le sens montant (uplink) au lieu de la CDMA (Code Division Multiple Access) dans les deux sens, il existe de nombreuses similitudes avec les formes antérieures d'architecture 3G.

La LTE peut être vue comme étant un projet permettant de fournir une évolution lointaine de la fonctionnalité, une augmentation des débits et de meilleures performances. Le tableau 2-1 ci-dessous, présente un résumé des différentes étapes de l'évolution vers la LTE.

	WCDMA (UMTS)	HSPA HSDPA / HSUPA	HSPA +	LTE
Débit downlink Max (bps)	384 k	14 M	28 M	100M
Débit uplink Max (bps)	128 k	5,7 M	11 M	50 M
Latence (temps de parcours)	150 ms	100 ms	50ms (max)	~ 10 ms
Releases 3GPP	Rel 99 / 4	Rel 5 / 6	Rel 7	Rel 8
Année de déploiement initial (Environ)	2003 / 4	2005 / 6 HSDPA 2007 / 8 HSUPA	2008 / 9	2009 / 10
méthode d'accès	CDMA	CDMA	CDMA	OFDMA / SC- FDMA

Tableau 2.1 : Evolution vers LTE

En plus de cela, LTE est un réseau basé tout IP (Internet Protocol), en soutenant à la fois IPv4 (IP version 4) et IPv6 (IP version 6). Il n'y a aucune assurance de base pour la voix, bien que cela peut être réalisé par la VoIP (Voice over IP) [17].

2.2.5. Technologies adoptées dans la LTE :

La LTE a introduit un certain nombre de nouvelles technologies par rapport aux systèmes cellulaires précédents. Ils permettent à la LTE d'être en mesure de fonctionner plus efficacement à l'égard de l'utilisation du spectre, et également pour fournir des débits requis beaucoup plus élevés [6] [14] [17]. Ces technologies sont :

- **La technique d'accès OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex):**

La technologie OFDM a été incorporé dans la LTE car elle permet des largeurs de bandes élevées et de transmettre de manière efficace tout en offrant un degré élevé de résilience à des réflexions et à des interférences.

Les régimes d'accès diffèrent entre les liaisons montantes et descendantes: OFDMA est utilisé dans le sens descendant, tandis que SC-FDMA est utilisé dans le sens montant. La SC-FDMA est utilisé en vue du fait que son rapport de puissance crête à puissance moyenne est faible de plus, la puissance constante permet une haute efficacité d'amplification de puissance RF (Radio Frequency) dans les terminaux mobiles qui est un facteur important pour les batteries d'alimentation des équipements.

- **Le mode MIMO (Multiple Input Multiple Output):**

Un des principaux problèmes que les systèmes de télécommunications précédents ont rencontré, est celui de signaux multiples provenant des nombreuses réflexions rencontrées. En utilisant le mode MIMO, ces trajets additionnels du signal peuvent être mis à profit et sont capables d'être utilisés pour augmenter le débit.

En comparaison avec les techniques d'antennes traditionnelles qui améliorent la qualité du canal, le mode MIMO est une technologie d'antennes avancée qui permet de multiples transmissions en parallèle (canaux orthogonaux) et ce par l'utilisation de plusieurs antennes au niveau du récepteur et de l'émetteur. L'augmentation de la qualité est proportionnel au nombre d'antennes.

Le MIMO est également une technique de diversité spatiale qui augmente la capacité du système et le débit d'utilisateur sans énergie de transmission et ni de bande passante supplémentaires. En comparaison avec 1x1 antenne, la configuration MIMO 2x2 peut augmenter 80% de débit.

S'il est relativement facile d'ajouter d'autre antennes a une station de base, ce n'est pas le cas des terminaux mobiles, où les dimensions de l'équipement de l'utilisateur limite le nombre d'antennes qui devraient être mises en place a au moins une demi longueur l'une de l'autre.

Ces technologies seront abordées avec beaucoup plus de détail dans le troisième chapitre.

2.2.6. Ensemble des spécifications LTE :

Il est utile de résumer les principaux paramètres de la spécification 3G LTE. Compte tenu du fait qu'il existe un certain nombre de différences entre le fonctionnement de la liaison montante et descendante. Elles diffèrent naturellement dans le rendement qu'elles peuvent offrir [14] [15]. Dans le tableau 2-2 sont résumées les différentes spécifications de la LTE.

Paramètre	Détails
Débit downlink 64QAM (Mbps)	100 (SISO), 172 (2x2 MIMO), 326 (4x4 MIMO)
Débit uplink (Mbps)	50 (QPSK), 57 (16QAM), 86 (64QAM)
largeurs de bande (MHz)	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
régimes Duplex	FDD et TDD
Mobilité	0 à 15 km / h (optimisé), 15 à 120 km / h (haute performance)
Latence	Veille à l'état actif : moins de 100ms Petits paquets : ~ 10 ms
l'efficacité spectrale	Downlink : 3 à 4 fois Rel 6 HSDPA Uplink : 2 à 3 fois Rel 6 HSUPA
régimes d'accès	OFDMA (liaison descendante) SC-FDMA (liaison montante)
types de modulation utilisée	QPSK, 16QAM, 64QAM (uplink et downlink)

Tableau 2.2 : Ensemble des spécifications LTE

Ces spécifications de la LTE donnent une vue globale de la performance que la technologie LTE offrira. Cette dernière répondra aux exigences de l'industrie pour le téléchargement de données à haute vitesse ainsi qu'un temps de latence réduit qui est un facteur important pour de nombreuses applications en temps réel (VoIP, jeux...etc.) et l'utilisation interactive des données.

2.3. Architecture du Réseau LTE :

L'ensemble du réseau LTE s'appelle EPS (Evolved Packet System), et il est composé des deux parties [9] :

- le réseau d'accès radio LTE, et
- le réseau cœur évolué EPC (Evolved Packet Core) appelé SAE (System Architecture Evolution).

2.3.1. Le réseau EPS :

En comparant avec les normes 2G et 3G, l'architecture de l'EPS est plus simple. En particulier la nouvelle entité eNodeB présente dans l'accès remplace les fonctions des deux composants NodeB et RNC (Radio Network Controller) définis dans la 3G.

L'EPS représente l'ensemble du réseau, il est composé des deux parties [9][10][11]:

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

L'architecture du réseau EPS est schématisée en figure 2-2 :

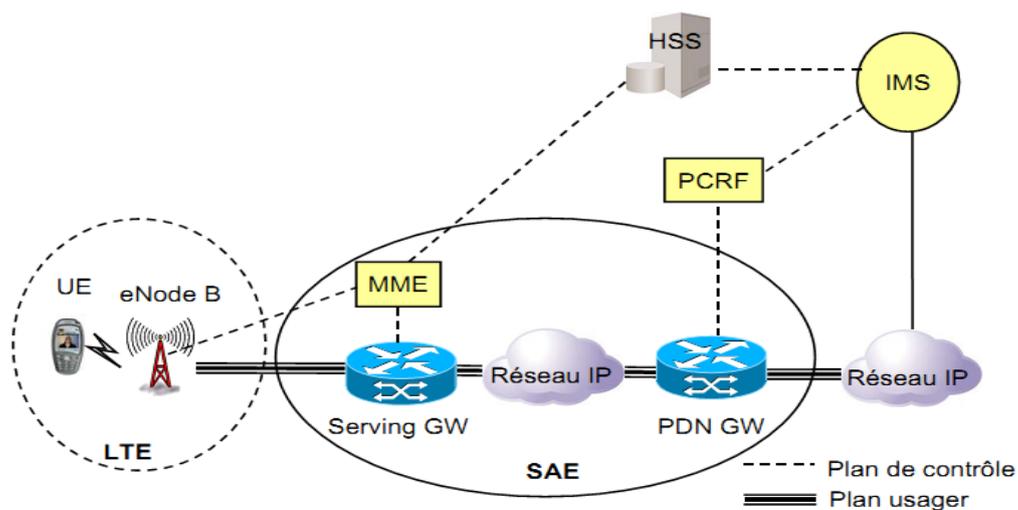


Figure 2.2 : Architecture du réseau EPS

L'EPS représente l'ensemble du réseau à savoir LTE et SAE. Il a les caractéristiques suivantes :

- Il possède une architecture plate et simplifiée comparée à celle hiérarchique 2G/3G puisque la fonction de contrôleur d'antenne disparaît. La seule entité présente dans l'accès est l'eNodeB qui peut être assimilé à un nodeB avec un RNC [12]. Dans la figure 2-3 sont représentées les différences entre l'UTRAN et l'E-UTRAN.

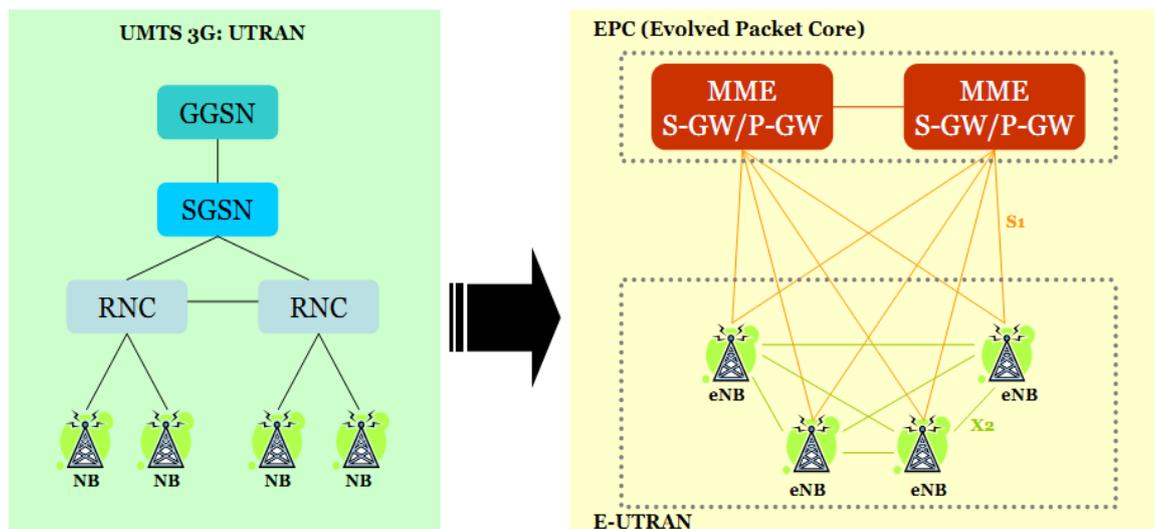


Figure 2.3 : La différence entre UTRAN et E-UTRAN

- Il s'agit d'une architecture uniquement de type paquet comparée à l'architecture 2G/3G de type circuit et paquet.
- Il permet une connectivité permanente tout-IP comparée à des contextes PDP (Packet Data Protocol) temporaires ou permanents en 2G/3G dans le domaine paquet.
- Son interface radio est totalement partagée entre tous les usagers en mode ACTIF comparée à des ressources dédiées et partagées dans l'architecture 2G/3G. Les appels voix et visiophonie requièrent des ressources dédiées en 3G.
- Il permet des handover vers les réseaux 2G/3G et CDMA/CDMA2000 afin d'assurer des communications sans coupure en environnement hétérogène.

2.3.2. Le réseau d'accès radio LTE : (E-UTRAN)

c) Caractéristiques de l'accès radio LTE :

✦ Débit sur l'interface radio :

L'interface radio E-UTRAN doit pouvoir supporter un débit maximum descendant instantané (du réseau au terminal) de 100 Mbit/s en considérant une allocation de bande de fréquence de 20 MHz pour le sens descendant et un débit maximum montant instantané (du terminal au réseau) de 50 Mbit/s en considérant aussi une allocation de bande de fréquence de 20 MHz.

✦ Les technologies utilisées :

Pour offrir des débits élevés, le LTE emploie la technologie OFDMA dans le sens descendant et le SC-FDMA dans le sens montant. Cela correspond à une efficacité du spectre de 5 bit/s/Hz pour le sens descendant et 2,5 bit/s/Hz pour le sens montant.

✦ Connexion permanente :

C'est le principe des accès haut débit où la connectivité est permanente pour l'accès à Internet :

- Même si la connexion est permanente au niveau du réseau, il est nécessaire pour le terminal de passer de l'état IDLE (éteint) à l'état ACTIF lorsqu'il s'agira d'envoyer ou recevoir du trafic. Ce changement d'état s'opère en moins de 100 ms.
- Le réseau pourra recevoir le trafic de tout terminal rattaché puisque ce dernier dispose d'une adresse IP, mettre en mémoire ce trafic, réaliser l'opération de paging afin de localiser le terminal et lui demander de réserver des ressources afin de pouvoir lui relayer son trafic.

✦ Délai pour la transmission de données :

Le délai pour la transmission de données est moins de 5 ms entre l'UE (User Equipment) et l'Access Gateway, ceci dans une situation de non-charge où un seul terminal est en mode ACTIF sur l'interface radio. La valeur moyenne du délai devrait avoisiner les 25 ms en situation de charge moyenne de l'interface radio. Ceci permet de

supporter les services temps réel IP nativement, comme la voix sur IP et le streaming sur IP.

✦ **Mobilité :**

La mobilité est assurée à des vitesses comprises entre 120 et 350 km/h. Le handover pourra s'effectuer (la LTE ne permet que le hard handover et non pas le soft handover) dans des conditions où l'utilisateur se déplace à grande vitesse.

✦ **Co-existence et Interfonctionnement avec la 3G :**

Le handover entre E-UTRAN (LTE) et UTRAN (3G) doit être réalisé en moins de 300 ms pour les services en temps réel et 500 ms pour les services non en temps réel. Il est clair qu'au début du déploiement de la LTE peu de zones seront couvertes. Il s'agira pour l'opérateur de s'assurer que le handover entre LTE et la 2G/3G est toujours possible. Le handover pourra aussi s'effectuer entre LTE et les réseaux CDMA-2000. Les opérateurs CDMA évolueront aussi vers la LTE qui devient le vrai standard de communication mobile de 4^{ème} génération.

✦ **Flexibilité dans l'usage de la bande :**

Contrairement à la 3G qui nécessite l'allocation d'une bande de fréquence de 5 MHz, le LTE propose plusieurs bandes de fréquences de différentes tailles incluant 1.25, 2.5, 5, 10, 15 et 20MHz. Cela lui permettra de couvrir de grandes surfaces.

✦ **Couverture de cellule importante dans les zones urbaines et rurales :**

Comme la LTE pourra opérer sur des bandes de fréquences diverses, il sera possible de considérer des cellules qui pourront couvrir un large diamètre (jusqu'à 50 Km).

d) Les entités du réseau d'accès LTE :

La seule entité présente dans l'accès est l'eNodeB qui peut être assimilé à un NodeB+RNC.

- **Entité eNodeB :**

L'eNodeB est responsable de la transmission et de la réception radio avec l'UE. A la différence de l'UTRAN 3G où sont présentes les entités NodeB et RNC, l'architecture E-UTRAN ne présente que des eNodeB. Les fonctions supportées par le RNC ont été réparties entre l'eNodeB et les entités du réseau cœur MME (Mobility Management Entity)/Serving GW (Serving Gateway).

L'eNodeB dispose d'une interface S1 avec le réseau cœur. L'interface S1 consiste en S1-C (S1-Contrôle) entre l'eNodeB et le MME et S1-U (S1-Usager) entre l'eNodeB et le Serving GW.

Une nouvelle interface X2 a été définie entre eNodeBs adjacents. Son rôle est de minimiser la perte de paquets lors de la mobilité de l'utilisateur en mode ACTIF (handover). Lorsque l'utilisateur se déplace en mode ACTIF d'un eNodeB à un autre eNodeB, de nouvelles ressources sont allouées sur le nouvel eNodeB pour l'UE ; or le réseau continu à transférer les paquets entrants vers l'ancien eNodeB tant que le nouvel eNodeB n'a pas informé le réseau qu'il s'agit de lui relayer les paquets entrants pour cet UE. Pendant ce temps l'ancien eNodeB relaie les paquets entrants sur l'interface X2 au nouvel eNodeB qui les remet à l'UE.

La figure 2.4 ci-dessous, décrit l'architecture E-UTRAN avec ses eNodeB et les interfaces X2 (entre les eNodeB) et S1 (entre eNodeB et entités du réseau cœur MME/Serving GW).

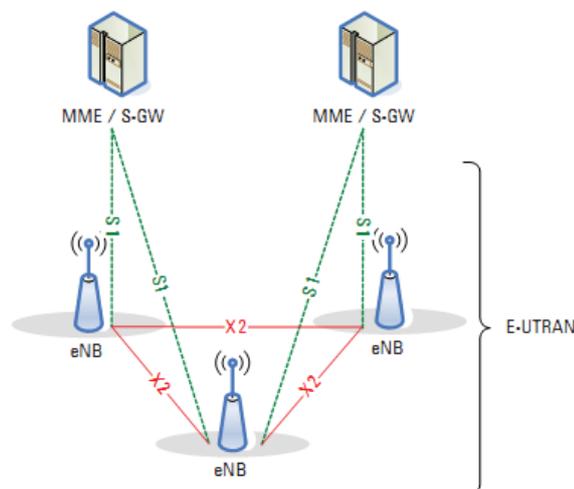


Figure 2.4 : Architecture LTE avec E-UTRAN

2.3.3. Le réseau cœur SAE :

c) Caractéristiques du réseau cœur SAE :

Le SAE (System Architecture Evolution) est le nom d'une étude où la 3GPP industrie développe une structure pour une évolution et migration des systèmes courants à un système qui supporte des technologies d'accès multiples, avec un plus haut taux de données et basé sur la commutation de paquets. Alors que l'EPC (Evolved Packet Core) est le nom du réseau cœur évolué [19]. Donc, **SAE** est le nom du projet, et **EPC** est le nom du réseau cœur évolué.

✦ L'EPC est un réseau cœur par paquet tout IP :

Contrairement aux normes 2G et 3G qui proposent deux domaines de commutation de Circuit CS (Circuit Switched) et de paquet PS (Packet Switched) dans le réseau coeur, le nouveau réseau SAE ne propose qu'un seul domaine paquet fondé sur l'IP et appelé EPC (Evolved Packet Core). Tous les services devront être offerts sur IP y compris ceux qui étaient auparavant offerts par le domaine circuit tels que la voix, la visiophonie, le SMS, tous les services de téléphonie, ...etc.

✦ Fonctionnement de l'EPC en mode « home routed» ou «local breakout» en situation de roaming :

Lorsqu'un client est dans un réseau visité, son trafic de données est :

- Soit routé à son réseau nominal qui le relaye ensuite à la destination (mode home routed),
- Soit directement routé au réseau de destinataire sans le faire acheminer à son réseau nominal (mode local breakout). Le mode local breakout est particulièrement intéressant pour les applications en temps réel telles que la voix qui ont de fortes contraintes de délai.

✦ **Interaction de l'EPC avec les réseaux paquets 2G/3G et CDMA-2000 en cas de mobilité :**

Il est possible de faire acheminer le trafic de l'EPC vers l'accès LTE, CDMA-2000 (paquet), 2G (paquet) et 3G (paquet) et ainsi garantir le handover entre ces technologies d'accès.

✦ **EPC et les Default bearers et Dedicated bearers :**

Il y a deux types de communications au niveau de SAE: «Default bearers » et « Dedicated bearers »:

- Lorsque l'utilisateur se rattache au réseau EPC, ce dernier lui crée un **default bearer** qui représente une connectivité permanente (maintenue tant que l'utilisateur est rattaché au réseau) mais sans garantie de débit.
- Lorsque l'utilisateur souhaitera établir un appel qui requiert une certaine qualité de service telle que l'appel voix ou visiophonie, le réseau pourra établir pour la durée de l'appel un **dedicated bearer** qui supporte la qualité de service (QOS) exigée par le flux de service et surtout qui dispose d'un débit garanti afin d'émuler le mode circuit.

✦ **EPC et le filtrage de paquet et la taxation évoluée :**

- **Le filtrage de paquet :** (deep packet inspection) par exemple pour la détection de virus.
- **Une taxation évoluée :** c'est une taxation qui est basée sur les flux de service. En effet, la LTE fournit des mécanismes de taxation très sophistiqués permettant de taxer le service accédé par le client sur la base du volume, de la session, de la durée, de l'événement, du contenu...etc.

d) Les entités du réseau cœur SAE :

Le réseau cœur évolué EPC consiste comme le montre la figure 2.2 en cinq principales entités énumérées ci-dessous:

b-1) L'Entité MME (Mobility Management Entity) :

L'entité de gestion de mobilité, la MME est le nœud principal de contrôle du réseau d'accès LTE SAE, manipulant un certain nombre de fonctionnalités. Les fonctions de l'entité MME incluent:

- **La signalisation:** les terminaux LTE disposent des protocoles EMM (EPS Mobility Management) et ESM (EPS Session Management). Ces protocoles sont échangés entre les UEs et le MME. Ils leur permettent de gérer leur mobilité (attachement, détachement, mise à jour de localisation) et leur session (établissement / libération de session de données) respectivement.
- **L'authentification:** le MME est responsable de l'authentification des UEs à partir des informations recueillies du HSS.
- **La joignabilité de l'UE dans l'état IDLE :** c'est l'entité MME qui est responsable du paging lorsque l'UE est dans l'état IDLE (éteint) et que des paquets à destination de l'UE sont reçus et mis en mémoire par le Serving GW.
- **La gestion de la liste de Tracking Area :** l'UE est informé des zones de localisation prises en charge par le MME, appelées Tracking Area. L'UE met à jour sa localisation lorsqu'il se retrouve dans une Tracking Area qui n'est pas prise en charge par son MME.
- **La sélection du Serving GW et du PDN GW :** c'est au MME de sélectionner le Serving GW et le PDN GW qui serviront à mettre en œuvre le Default Bearer au moment du rattachement de l'UE au réseau.
- **La sélection du MME lors du handover avec changement de MME :** lorsque l'utilisateur est dans l'état ACTIF et qu'il se déplace d'une zone prise en charge par un MME à une autre zone qui est sous le contrôle d'un autre MME, alors il est nécessaire que le handover implique l'ancien et le nouveau MME. (Handover inter-domaines)

- **La sélection du SGSN (Serving GPRS Support Node) lors du handover avec les réseaux d'accès 2G et 3G** : si l'utilisateur se déplace d'une zone LTE à une zone 2G/3G, c'est le MME qui sélectionnera le SGSN qui sera impliqué dans la mise en place du default bearer. (Handover inter-réseaux)

- **Le roaming** : lorsque l'utilisateur se rattache au réseau, le MME s'interface au HSS nominal afin de mettre à jour la localisation du mobile et obtenir le profil de l'utilisateur.

- **Les fonctions de gestion du bearer incluant l'établissement de dedicated bearer** : c'est au MME d'établir pour le compte de l'utilisateur les composants dédiés aux types de la communication de l'utilisateur (default bearer et dedicated bearer).

b-2) L'entité Serving GW (Serving Gateway):

La passerelle de services SGW, est un élément plan de données au sein du réseau cœur EPC. Son objectif principal est de gérer la mobilité du plan utilisateur, elle agit également comme une frontière principale entre le réseau d'accès radio LTE et le réseau cœur EPC. Le SGW maintient également les chemins de données entre les eNodeBs et les passerelles PDN. De cette façon le SGW forme une interface pour le réseau de données par paquets à l'E-UTRAN. Donc les fonctions de l'entité Serving GW incluent :

- **Point d'ancrage pour le handover** :
 - **Le Handover inter-domaines** : Lors d'un handover inter-eNode, le trafic de l'utilisateur qui s'échangeait entre l'ancien eNodeB et le Serving GW doit désormais être relayé du nouvel eNodeB au Serving GW.

 - **Le Handover inter-réseaux** : Il relaie les paquets entre les systèmes 2G/3G et le PDN-GW. Lors d'une mobilité entre LTE et Les réseaux 2G/3G paquet, le SGSN du réseau 2G/3G s'interface avec le Serving GW pour la continuité du service de données.

- **Routage et relai des paquets :** le Serving GW route les paquets sortant au PDN GW approprié et relaie les paquets entrants à l'eNodeB servant l'UE.
- **Mise en mémoire des paquets entrants :** lorsque l'UE est dans l'état IDLE, les paquets à destination de l'UE sont reçus et mis en mémoire par le Serving GW.

b-3) Entité PDN GW (Packet Data Network Gateway) :

La passerelle PDN assure la connectivité pour l'UE à des réseaux de paquets de données externes, remplissant la fonction d'entrée et de sortie pour les données UE. L'UE peut disposer d'une connectivité avec plus d'un PDN GW pour l'accès à des PDNs multiples. Les principales fonctions de l'entité PDN GW sont :

- **Interface vers les réseaux externes (Internet et intranets) :**

Le PDN GW est l'entité qui termine le réseau mobile EPS et assure l'interface aux réseaux externes IPv4 ou IPv6.

- **Allocation de l'adresse IP de l'UE :**

Le PDN GW assigne à l'UE son adresse IP dès l'attachement de l'UE lorsque le réseau établit un default bearer permanent à l'UE. Le PDN GW peut allouer une adresse IPv4 ou IPv6.

b-4) Entité HSS (Home Subscriber Server) :

Avec la technologie LTE, le HLR est réutilisé et renommé Home Subscriber Server (HSS). Le HSS est un HLR évolué qui contient l'information de souscription pour les réseaux GSM, GPRS, 3G, LTE et IMS.

Le HSS est une base de données qui est utilisée simultanément par les réseaux 2G, 3G, LTE/SAE et IMS appartenant au même opérateur.

b-5) Entité PCRF (Policy & Charging Rules Function) :

L'entité PCRF réalise deux fonctions :

- Elle fournit au PDN-GW les règles de taxation lorsqu'un default bearer ou un dedicated bearer est activé ou modifié pour l'utilisateur. Ces règles de taxation permettent au PDN-GW de différencier les flux de données de service et de les taxer de façon appropriée. Par exemple, si l'utilisateur fait transiter sur son default bearer des flux WAP et des flux de streaming, il sera possible au PDN GW de distinguer ces deux flux et de taxer le flux WAP sur la base du volume alors que le flux de streaming sera taxé sur la base de la durée.
- Elle permet de demander au PDN GW d'établir, de modifier et de libérer des dedicated bearer sur la base de QoS souhaitée par l'utilisateur. Par exemple, Si l'utilisateur demande l'établissement d'une session IMS, un message SIP sera envoyé au P-CSCF qui dialoguera avec le PCRF pour lui indiquer la QoS requise par l'utilisateur pour cette session. Le PCRF dialogue alors avec le PDN-GW pour créer le dedicated bearer correspondant.

2.4. Le handover dans la LTE :

Dans LTE la gestion de mobilité est distribuée, les eNodeBs prennent la décision de Handover d'une façon autonome sans implication des éléments : MME et S-GW. Les informations nécessaires au Handover sont échangées entre les eNodeBs via l'interface 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. [10] [16]

Les principales étapes du Handover, illustrées en figure 2-5, sont :

- Le Handover est déclenché par l'UE qui envoie un rapport de mesure à l'eNB source qui va décider en se fondant sur le rapport reçu et sur les informations concernant la gestion des ressources radio (RRM : Radio Resource Management).

- La phase de préparation du Handover commence par l'envoi d'une requête de Handover (HO Request) de la part de l'eNB source vers l'eNB cible. Ce message contient toutes les informations pertinentes sur le Handover.
- L'eNB cible enregistre le contexte, prépare les couches 1 et 2 (L1/L2) pour le Handover et répond à l'eNB source par un acquittement (HO Request Ack) qui fournira les informations sur l'établissement de nouveau lien radio.
- L'eNB source transférera toutes les informations nécessaires à l'UE, et à ce moment là, l'eNB source arrête d'envoyer et de recevoir des données avec l'UE. Il fera alors suivre les données à l'eNB cible.
- L'UE informe l'eNB cible du succès du Handover avec un message de confirmation. Jusqu'à cet instant l'eNB cible mémorise les données reçus de l'eNB source. Après avoir reçu le message de confirmation il commence à envoyer les données bufférisées à l'UE.
- L'eNB cible initie le changement de chemin de données en envoyant un « Handover Complete » aux passerelles. Les informations de localisation de l'UE seront ensuite mises à jour au niveau des passerelles qui vont effectuer le changement de chemin pour que les données soient envoyées directement vers l'eNB cible.
- L'MME/S-GW confirment le chemin par un message « Handover Complete Ack », et dès que l'eNB cible reçoit ce message, il envoie une indication « release Source » au eNB source pour qu'il libère définitivement la connexion avec l'UE.

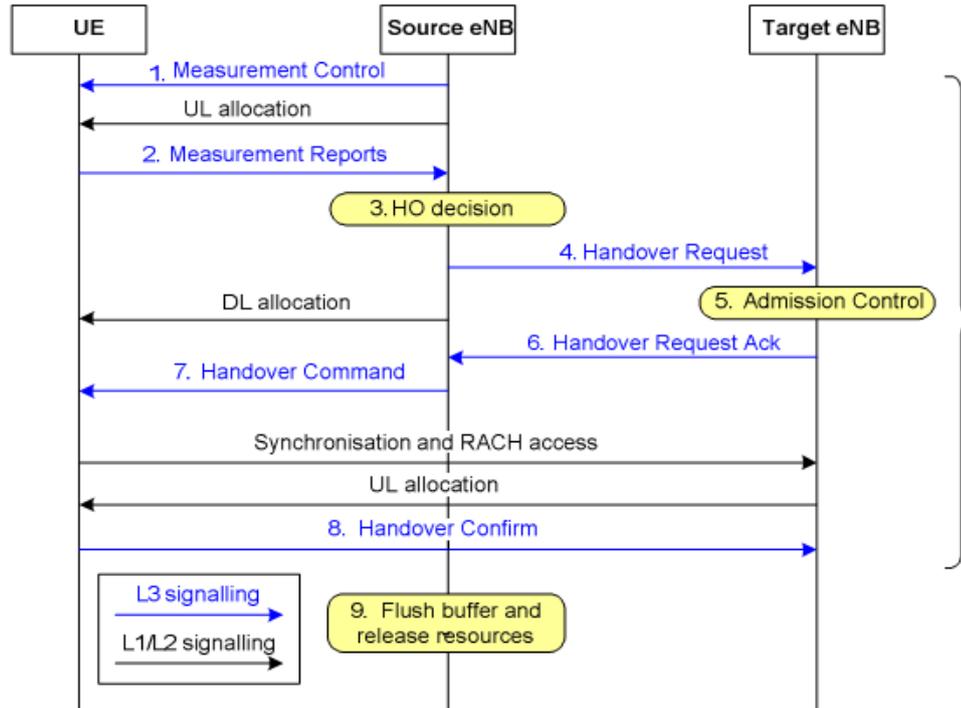


Figure 2.5: Procédure du Handover dans LTE

2.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture de réseau EPS (Evolved Packet System) qui présente l'ensemble du réseau de la norme LTE. Ce réseau est composé de deux parties, la première est le réseau d'accès radio LTE et la deuxième est le réseau cœur évolué EPC (Evolved Packet Core) appelé SAE (System Architecture Evolution). Nous avons défini chaque partie indépendamment, ses caractéristiques, et les entités qui lui sont associés. Ainsi, nous avons énuméré les fonctions de chaque entité de ce réseau.

Chapitre 3 Phénomènes de propagation radio fréquence

3.4. Introduction :

De nos jours, vu l'importante évolution des applications multimédia, la nécessité de développement des systèmes de 4ème génération s'impose fortement. Cela permettra de répondre aux fortes exigences de débit et de mobilité, tout en offrant d'avantage de robustesse dans les transmissions avec une meilleure efficacité spectrale. Cependant, ces performances peuvent être plus ou moins optimales selon le type de "canal de propagation".

En effet, transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radiocommunication qui utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation car les performances de transmission dépendent considérablement des caractéristiques du canal.

Nous commençons ce chapitre, par une définition des concepts généraux sur le canal de propagation. Ensuite, nous donnerons des notions sur les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio fréquence qui sont le bruit additif, les multi trajets et l'effet Doppler. Cela nous amène à expliquer les phénomènes d'évanouissement et de sélectivité, et leurs impacts sur l'information transmise.

3.5. Propagation :

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fil: l'émetteur, le récepteur et le support de propagation de l'onde électromagnétique. Ce support est désigné par le terme "canal de propagation". Ce canal peut être présenté sous la forme d'un ensemble de phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [25] [34].

3.5.1. Propagation en espace libre :

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur. Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en vue directe ou LOS (Line Of Sight). Un système de communication respectant ces spécifications peut être schématisé comme le montre la figure 3.2.

A la réception, la puissance du signal subit une atténuation **A** inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{Watt}) \quad (3.1)$$

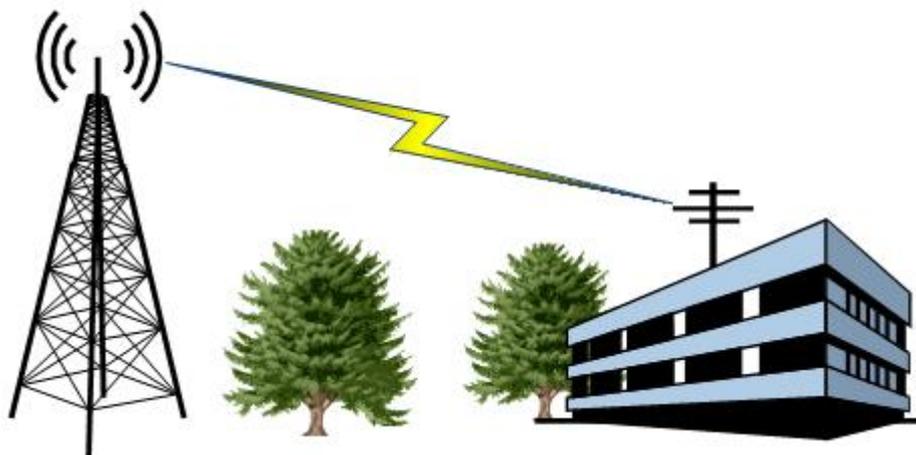


Figure 3.1 : propagation en espace libre.

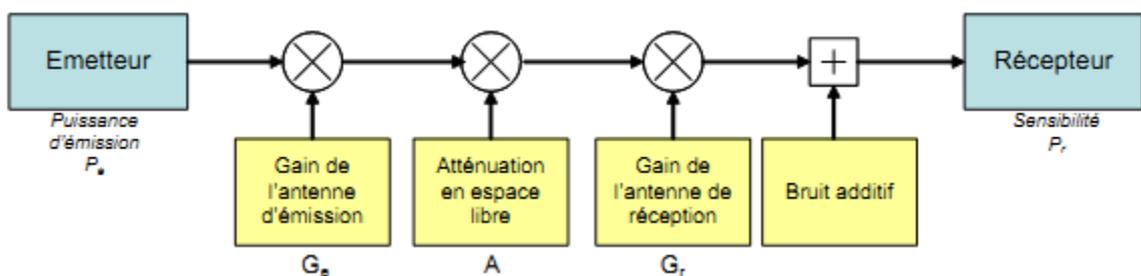


Figure 3.2 : Système de communication avec un canal à bruit additif.

Où : G_e et G_r sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dBi (voir figure 3.2), d est la distance entre les deux antennes

exprimée en mètre, et λ est la longueur d'onde en mètre. L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance P_e du signal émis et la puissance P_r du signal reçu s'écrit :

$$A = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (dB) \quad (3.2)$$

λ est reliée à la fréquence de travail f_p par la relation suivante : $\lambda = c / f_p$ avec c célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/sec).

En considérant des antennes omnidirectionnelles ($G_r = G_e = 1$), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à d^2 [25].

3.5.2. Propagation en environnement réel :

Les situations les plus courantes de propagation des systèmes de radiocommunication sont loin d'être en espace libre. Généralement, le signal transmis par une source se propage dans l'espace en suivant plusieurs chemins radios, avant d'être reçu par le destinataire. Ce type de propagation est appelé NLOS (Non Line Of Sight) si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Si une visibilité directe existe entre ces derniers, les propagations LOS et NLOS peuvent coexister [25] [34].

Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance comme l'illustre la figure 3.3.

Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage sont les phénomènes à l'origine de ces variations. La décroissance en $1/d$ est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations. [25]

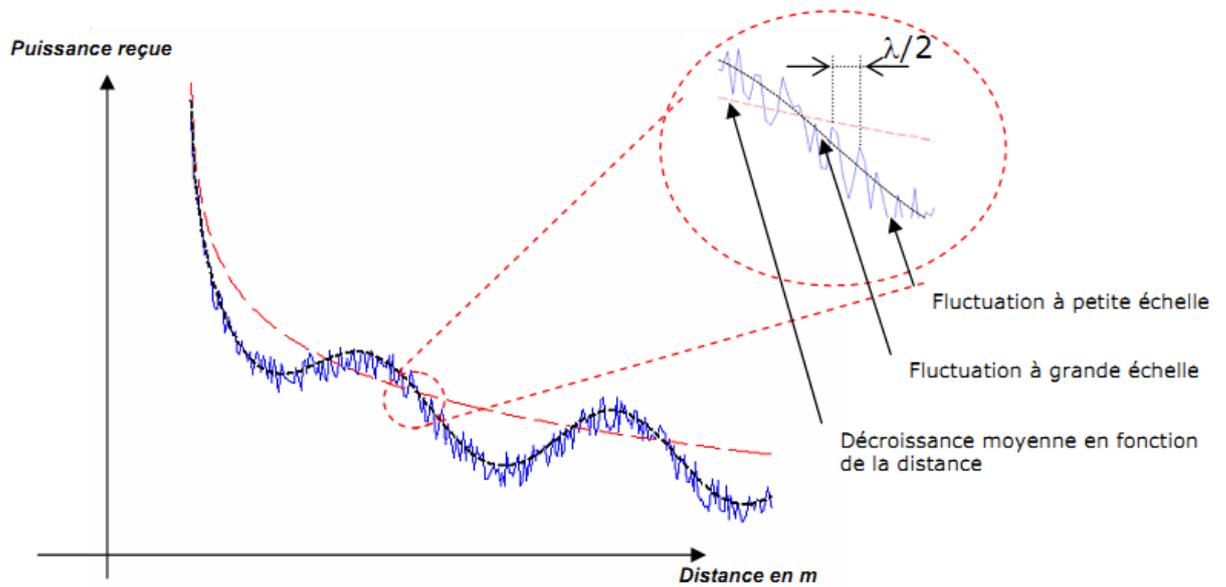


Figure 3.3 : Puissance reçue en fonction de la distance.

Comme le décrit la figure 3.3, les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit (quelques longueurs d'onde).

La présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Selon leurs phases d'arrivée au niveau de l'antenne, la somme de ces répliques peut être constructive ou destructive. C'est la source du phénomène d'évanouissement. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments,... etc) se trouvent sur le trajet de l'onde. Ces phénomènes sont détaillés dans la section suivante.

Il en résulte à la réception une multitude de trajets et donc, une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées et qui dépendent de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total. [25] [34]

Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation en environnement réel comme le montre la figure 3.4. [34]

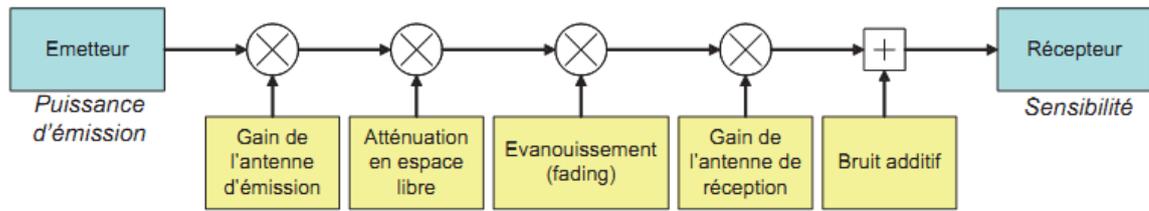


Figure 3.4 : Système de communication avec un canal réel

3.6. Les phénomènes de base en propagation :

Les systèmes de communications sans-fil utilisent comme support de transmission les ondes électromagnétiques qui, durant leur propagation entre l'émetteur et le récepteur, interagissent avec les différents éléments de l'environnement [21]. Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, différents phénomènes apparaissent selon la taille vis à vis de la longueur d'onde λ , de la nature et de la forme de ces obstacles [25].

La réflexion, la diffraction et la diffusion sont les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal comme l'illustre la figure 3.5, leur description est la suivante :

- **la réflexion / réfraction :** apparaît lorsque l'onde atteint un obstacle dont la longueur est grande et les irrégularités de la surface petites par rapport à la longueur d'onde. Suivant la composition du réflecteur (plus ou moins conducteur), l'énergie est soit réfléchi, dans le cas où le réflecteur est parfaitement conducteur, ou soit réfractée. Lors de la réfraction, une partie de l'énergie est transmise à travers l'objet et une partie est réfléchi. Si à la surface d'un objet, des aspérités petites par rapport à la longueur d'onde sont présentes, de multiples réflexions diffuses peuvent avoir lieu dans diverses directions.
- **la diffraction :** se produit lorsque l'onde rencontre un objet ayant des dimensions petites par rapport à la longueur d'onde et dont les caractéristiques physiques le rendent imperméable aux ondes électriques ou lorsque l'objet a des arêtes vives. Alors chaque lieu de diffraction se comporte comme une source secondaire de rayonnement de l'onde.

- **la diffusion** : intervient lorsque l'onde rentre dans une zone contenant un nombre important d'éléments de dimensions proches de la longueur d'onde ou inférieures. La diffusion apparaît aussi lorsque la surface d'un objet a des aspérités suffisamment grandes par rapport à la longueur d'onde et en grand nombre. [33]

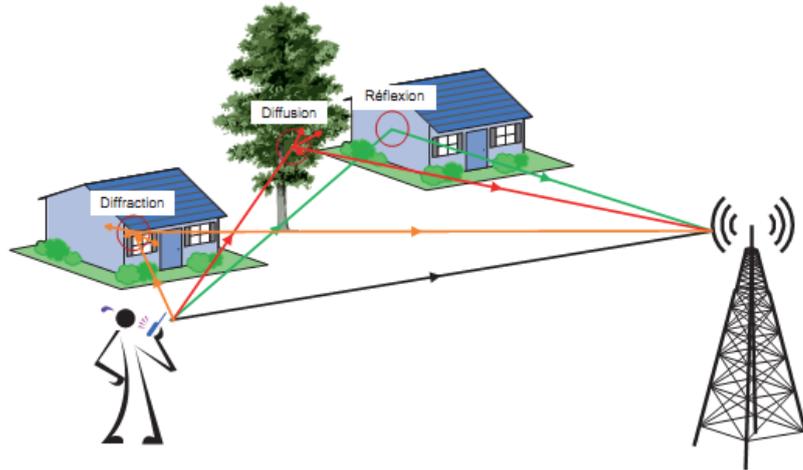


Figure 3.5: Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion. [34]

Ces interactions électromagnétiques ne sont pas sans effet sur les ondes qui les subissent. Effectivement, en plus d'atténuer leur puissance, ces interactions modifient des paramètres intrinsèques de l'onde comme sa polarisation et sa phase. [21]

Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS, la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison. [25]

3.4. Le Canal radio fréquence :

Les ondes électromagnétiques transitant sur un canal de transmission radio fréquences subissent des altérations dues à la nature et à la structure du milieu de transmission. D'autres perturbations sont liées aux caractéristiques des composants du terminal mobile et à sa vitesse de déplacement.

Les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio fréquences sont donc le bruit blanc gaussien additif, les multi trajets et l'effet Doppler.

3.4.5. Bruit Blanc Gaussien Additif :

Le bruit blanc gaussien additif AWGN (Additive White Gaussian Noise) est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire, $n(t)$, dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne [22]:

$$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(n-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (3.3)$$

$$\text{Où : } \mu = E\{n(t)\} = 0 \quad \text{et} \quad \sigma^2 = E\{[n(t) - \mu]^2\} = E\{n^2(t)\}$$

représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance. Ensuite, la densité spectrale de puissance du bruit blanc Gaussien (figure 3.6 a) tient compte, par définition, de toutes les fréquences ($-\infty; +\infty$) avec une amplitude de $N_0/2$. Dans ce cas, la puissance de bruit P_b est infinie comme explicité par l'équation (3.4).

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} N(f) df = \infty \quad (3.4)$$

Pour les applications réelles sur les canaux radiofréquences, on utilise la densité spectrale de bruit filtré sur fréquence porteuse (figure 3.6 b) dont la puissance P_b^F est donnée en équation (3.5).

$$P_b^F = 2 \times \int_{f_c-B/2}^{f_c+B/2} N_F(f) df = N_0 B \quad (3.5)$$

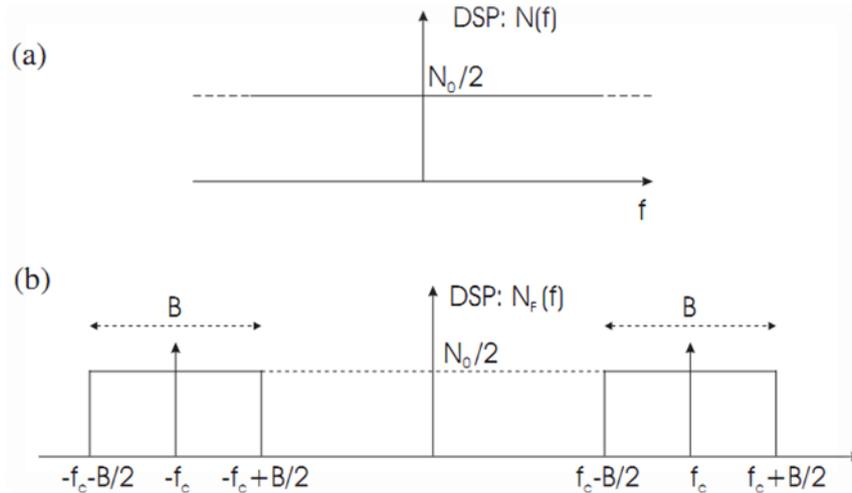


Figure 3.6 : Densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien (a) et filtré (b)

Le signal de bruit s’ajoutant au signal émis dégrade les performances en TEB (Taux d’Erreurs Binaires) d’une chaîne de transmission.

À titre d’exemple la figure 3.7, présente une constellation pour une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d’un canal AWGN. L’effet du bruit blanc gaussien additif a un impact juste sur l’amplitude du signal émis en étalant ainsi les points de la constellation.

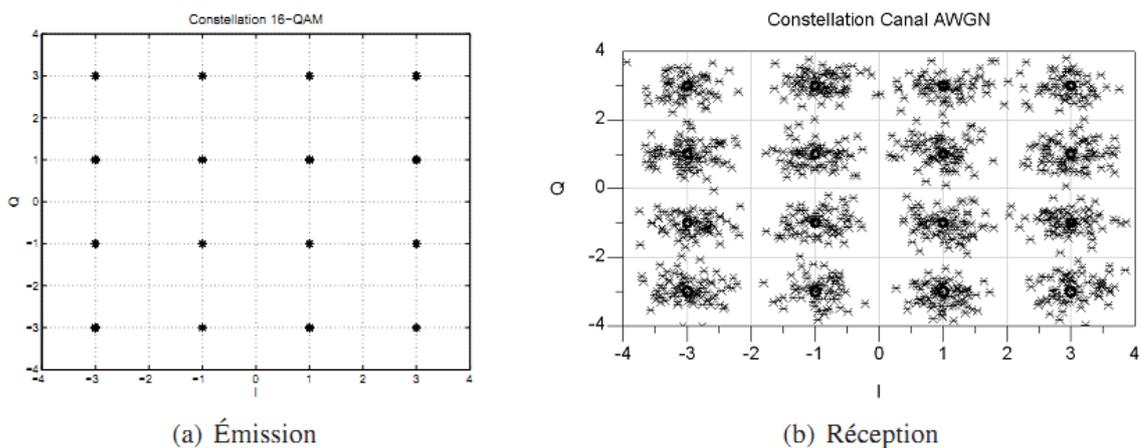


Figure 3.7: Dégradation due au canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM.

3.4.6. Le Multi trajets :

Un signal $s(t)$ qui parcourt une distance donnée entre l'émetteur et le récepteur, subit des réflexions par les obstacles (immeubles, montagnes,... etc) présents dans le canal. Ces réflexions génèrent en réception une multitude de signaux qui interfèrent entre eux ou IES (Interférence Entre Symboles). Ces signaux ou échos, représentés par le signal émis retardé et atténué, arrivent donc au récepteur par des chemins différents comme indiqué en figure 3.8, d'où le concept de multitrajet. [22]

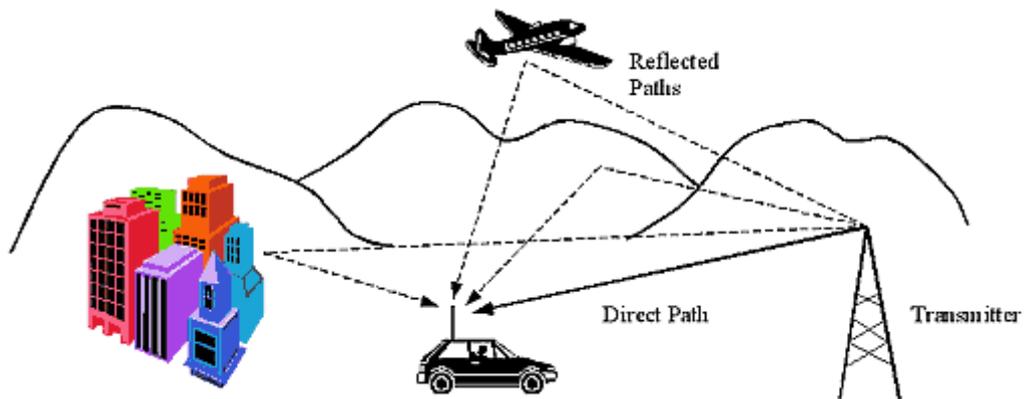


Figure 3.8 : Illustration de l'effet multi trajet.

Le signal $s(t)$ traversant un tel type de canal s'écrit en réception sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot s(t - \tau_i) e^{j\theta_i} \quad (3.6)$$

En considérant que $r(t) = s(t) * h^{multi}(t)$, on en déduit que la réponse impulsionnelle du canal est égale à :

$$h^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i) e^{j\theta_i} \quad (3.7)$$

avec M le nombre de trajets multiples, τ_i les retards ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{M-1}$), h_i les amplitudes et θ_i les phases associés à chaque trajet. En outre nous supposons que les amplitudes h_i sont distribuées selon la loi de Rayleigh exprimée ci-dessous (équation 3.8) et tracée dans la figure 3.9 suivante :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{pour } r \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.8)$$

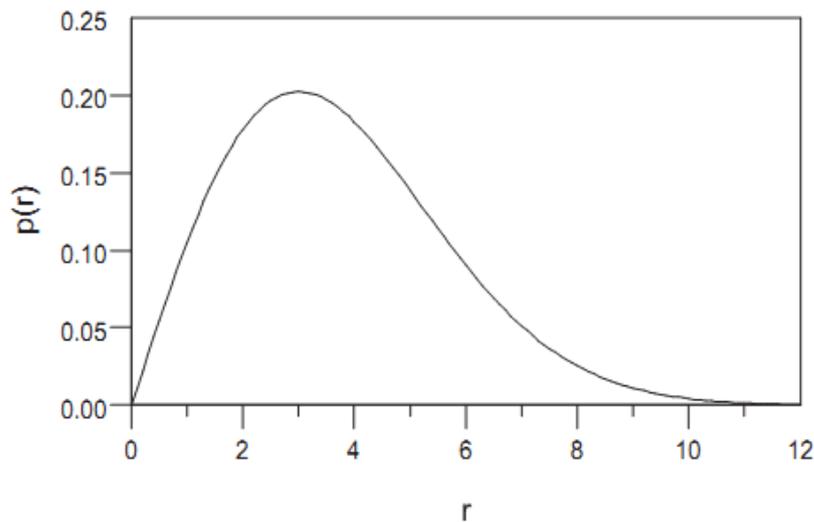


Figure 3.9 : Distribution de Rayleigh des Coefficients h_i .

Au plus long des chemins parcouru par le signal émis, on associe un retard maximal au-delà du quel les amplitudes h_i deviennent très petites et donc négligeables. Si l'on appelle τ_{MAX} l'étalement maximal du canal (retard maximal), alors l'IES (Interférence Entre Symboles) est minimisée si la durée d'un symbole émis, T_S , est nettement supérieure à τ_{MAX} .

$$T_S \gg \tau_{MAX} \quad (3.9)$$

Si nous passons en domaine fréquentielle, alors nous pouvons définir la bande de cohérence du canal. Cette bande représente l'ensemble des fréquences pour lesquelles l'amplitude du spectre du signal transmis est modifiée de la même manière (subit la même

atténuation) et elle est inversement proportionnelle au retard maximal, comme le montre l'équation 3.10 suivante :

$$B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{MAX}} \quad (3.10)$$

Cette notion de bande de cohérence nous introduit à la sélectivité en fréquence du canal. Si B_{coh} est supérieure à la bande passante du signal (cas (b) de la figure 3.10) alors on dit que le canal est peu sélectif en fréquence et que sa réponse fréquentielle est suffisamment plate pour la gamme de fréquences du signal transitant. Autrement, le canal est sélectif (cas (a) de la figure 3.10).

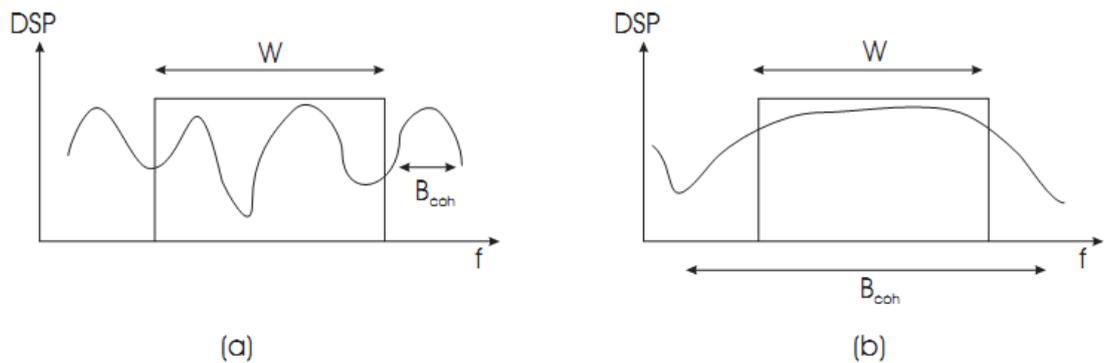


Figure 3.10 : Sélectivité Fréquentielle du Canal de Transmission

Le tableau 3.1 ci-dessous nous résume les caractéristiques principales du canal vis-à-vis de l'IES et de la sélectivité en fréquence.

	OUI	NON
IES	$\tau_{MAX} > T_S$	$\tau_{MAX} \ll T_S$
SELECTIV.	$B_{coh} < W$	$B_{coh} \gg W$

Tableau 3.1 : Conditions pour l'IES et la Sélectivité Fréquentielle.

Remarque : l'utilisation d'une modulation multiporteuses comme l'OFDM vise à corriger les méfaits de la sélectivité en fréquence du canal permettant d'obtenir une réponse

fréquentielle du canal localement plate au niveau de chaque sous-porteuse (on va la voir dans chapitre suivant).

À titre d'exemple la figure ci-dessous présente la constellation d'une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal multitrajet.

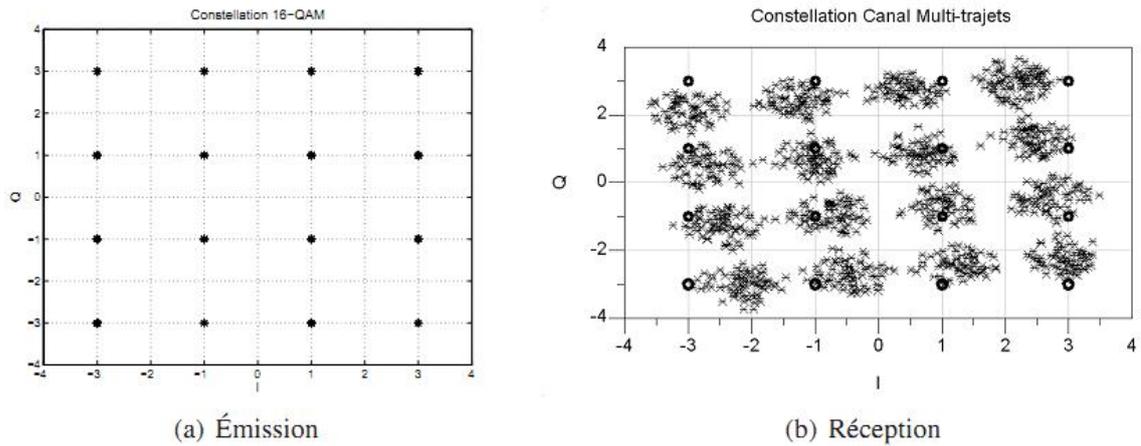


Figure 3.11 : Dégradation due au Canal Multitrajet sur une Constellation 16-QAM

Le canal multitrajet introduisant une atténuation et un déphasage ainsi qu'un retard sur chaque parcours, alors la constellation à la réception résulte du déphasage introduit et les points s'étalent à cause de la distribution de Rayleigh des coefficients d'atténuation. [22]

3.4.7. L'Effet Doppler :

L'effet Doppler est un phénomène physique lié à la vitesse de déplacement d'un terminal mobile. Cette vitesse introduit une translation fréquentielle proportionnelle à son module (voir figure 3.12). [21] [22]

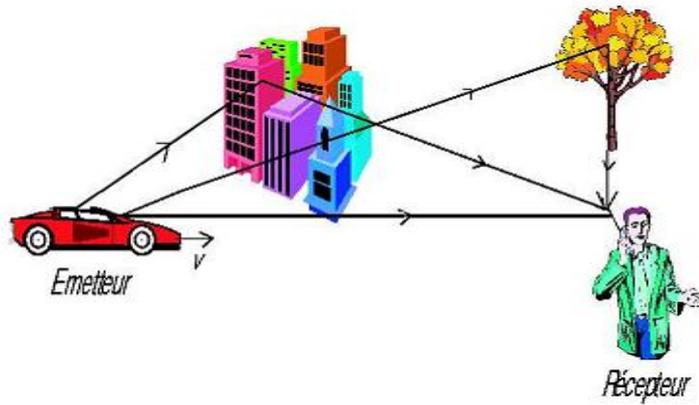


Figure 3.12: Illustration de l'effet Doppler.

Lorsqu'un récepteur se déplace à une vitesse \vec{v} , la fréquence du signal reçu est modifiée d'une quantité f_D (voir équation (3.11)), dite fréquence Doppler, proportionnelle à cette vitesse.

$$f_D = \frac{f_c}{c} |\vec{v}| \cos \alpha = \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \cos \alpha \quad (3.11)$$

Ici f_c et λ_c sont respectivement la fréquence de la porteuse et la longueur d'onde associée. L'angle α est pris entre la direction de \vec{v} et celle suivie par l'onde électromagnétique émise. Le signe de f_D est déterminé par le $\cos \alpha$ et il est positif si le récepteur s'éloigne de l'émetteur et négatif si il s'en approche.

Une fois la fréquence Doppler f_D définie, nous pouvons caractériser le canal en termes de ses variations temporelles en introduisant le temps de cohérence T_{coh} :

$$T_{coh} \approx \frac{1}{f_D} \quad (3.12)$$

Ce paramètre représente l'intervalle temporel durant lequel les distorsions sont négligeables. Ainsi, un canal à évanouissement temporel rapide possède un T_{coh} faible. Pour éviter toute sélectivité temporelle sur un symbole émis, il faudrait donc avoir un temps de cohérence nettement supérieur au temps symbole, T_S :

$$T_{coh} \gg T_S \quad (3.13)$$

À titre d'exemple la figure 3.13 présente la constellation d'une modulation 16-QAM en émission et en réception en présence d'un canal Doppler. La mobilité de l'antenne réceptrice introduit une dégradation de type Doppler qui agit instant par instant sur la phase et l'amplitude des points de la constellation.

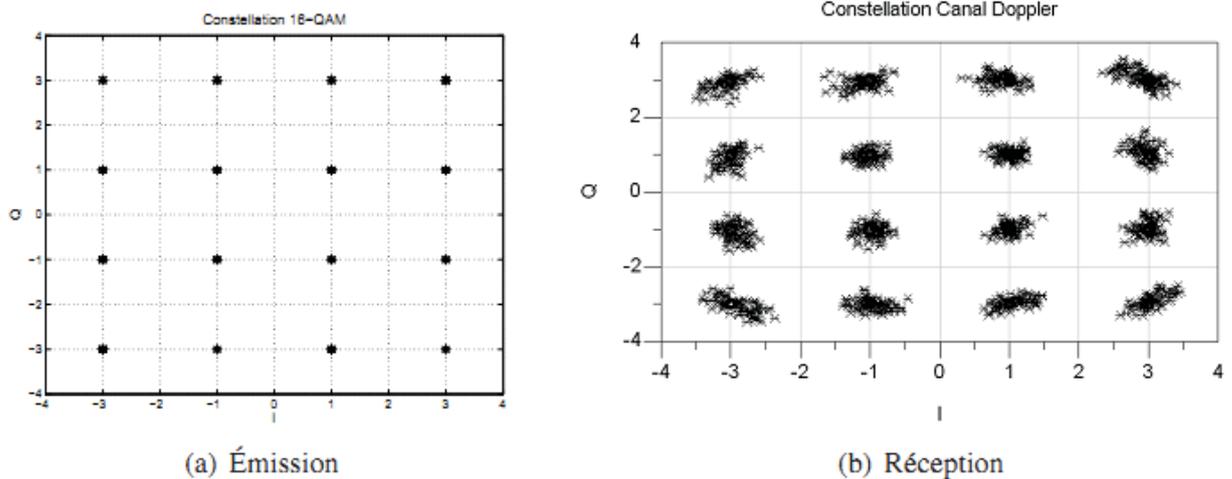


Figure 3.13: Dégradation due au Canal Doppler sur une Constellation 16-QAM.

3.4.8. Récapitulatif :

Un signal émis, $s(t)$, transitant sur un canal de transmission radiofréquences subit les effets des imperfections du canal. Le signal reçu $r(t)$ peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot s(t - \tau_i) e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \quad (3.14)$$

À partir de l'équation (3.14) nous remarquons que le bruit additif, le phénomène du multitrajet et les décalages en fréquence dus à la fréquence Doppler sont pris en compte dans le modèle du canal.

De l'équation (3.14) et du schéma de la figure 3.14, nous en déduisons que la réponse impulsionnelle du canal (multitrajet plus Doppler) s'exprime sous la forme suivante :

$$h_D^{multi}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i \cdot \delta(t - \tau_i) e^{j(2\pi f_{D_i}(t)t + \theta_i)} \quad (3.15)$$

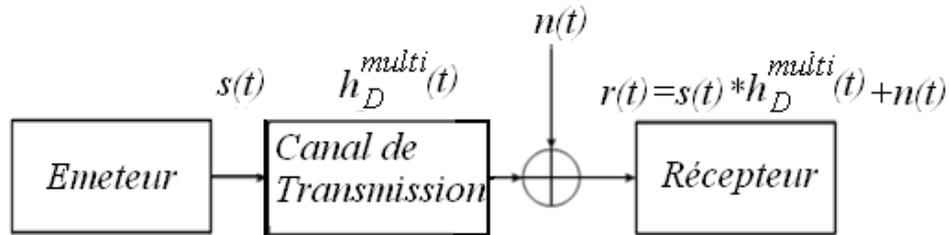


Figure 3.14 : Chaîne de Transmission avec Canal

L'indice M exprime le nombre de trajets multiples ; h_i et τ_i ($0 = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{M-1}$), représentent les atténuations et les retards respectivement sur chaque trajet. Les f_{D_i} et les θ_i sont les fréquences Doppler et les phases associées respectivement à chaque chemin. Les valeurs de h_i sont les amplitudes du signal reçu sur les différents trajets et elles peuvent être distribuées selon des lois de probabilité comme la loi de Rayleigh. Ensuite le terme $n(t)$ représente le bruit additif dans le canal de transmission. [22]

Remarque : dans les paragraphes précédents nous avons introduit les notions de sélectivité temporelle et fréquentielle du canal. Ci-dessous, le tableau 3.2 résume les paramètres qui interviennent lorsqu'on parle de sélectivité temporelle et fréquentielle.

Sélectivité Temporelle $\Leftrightarrow T_{coh} \approx \frac{1}{f_D}$
Sélectivité Fréquentielle $\Leftrightarrow B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{MAX}}$

Tableau 3.2 : Paramètres de la sélectivité temporelle et fréquentielle.

Le tableau 3.3 présente les conditions à respecter afin de minimiser l'IES, la sélectivité temporelle et celle fréquentielle.

IES et Sélect. temp. minimales : $\tau_{MAX} \ll T_s \ll T_{coh}$
Sélect. fréq. minimale : $B_{coh} \gg W$

Tableau 3.3 : Conditions pour Minimiser l'IES, la Sélectivité Temporelle et Fréquentielle

3.8. Impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques:

Une caractérisation approfondie du canal de propagation permet d'améliorer la qualité de services d'un système de transmission numérique. Ainsi, nous allons présenter le lien existant entre les paramètres caractéristiques du canal et l'information transmise. Cette information peut être représentée par deux paramètres :

- ✦ le temps symbole T_s , qui correspond à la durée d'un symbole ;
- ✦ la bande passante B_s , qui est l'occupation spectrale de l'information transmise.

3.8.1. Évanouissements temporels :

Les évanouissements temporels du canal peuvent être classés en deux catégories [21]:

- **Évanouissements rapides** : Si le temps symbole est plus grand que le temps de cohérence alors il existe des fluctuations durant l'émission d'un symbole lors d'une communication numérique.
- **Évanouissements lents** : Si le temps symbole est plus petit que le temps de cohérence alors le canal paraît stable pour le symbole émis.

3.8.2. Évanouissements fréquentiels :

Dans le domaine fréquentiel, un canal a un niveau de puissance pouvant fluctuer selon la bande fréquentielle d'observation, ce qui implique deux types d'évanouissements [21]:

- **Canal sélectif en fréquence** : la bande de cohérence du canal est plus petite que la bande passante occupée par le signal transmis.
- **Canal plat** : la bande de cohérence du canal est plus grande que la bande passante occupée par le signal transmis.

3.8.3. Évanouissements spatiaux :

Ces évanouissements peuvent se décomposer en deux catégories [21]:

- **Les évanouissements à petite échelle** : interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proches de la longueur d'onde. Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. La puissance reçue dans ce cas est quasi nulle (très faible) au niveau du récepteur.
- **Évanouissements à grande échelle** : qui sont dus aux effets de masque dans l'environnement de propagation (collines, immeubles, ...etc). Ils interviennent pour des déplacements importants. Donc, si la distance parcourue par le récepteur est grande devant la distance de cohérence, le canal subit un évanouissement à grande échelle. Dans ce cas, le niveau de puissance reçue est supérieur à celui émis.

3.9. Types de canaux à évanouissement :

Le phénomène de sélectivité a permis de répertorier deux types de canaux pour une transmission donnée : canal sélectif en fréquence et canal non sélectif en fréquence. L'effet Doppler indépendamment de la sélectivité du canal agit sur la rapidité ou non de l'évanouissement. Par combinaison de ces deux phénomènes, on a répertorié quatre types de canaux : [26] [34]

a) Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent : communément connu sous la terminologie Flat Slow Fading ou Frequency Non-Selective Slow Fading ou la largeur de bande de cohérence du canal est supérieur a la largeur de bande de fréquence du signal et le temps de cohérence du canal est supérieur a la durée du signal.

$$B_{Coh} > B_S \text{ et } T_c > T_s \quad (3.16)$$

b) **Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide** : appelé en anglais Flat Fast Fading ou Frequency Non-Selective Fast Fading ou la largeur de bande de cohérence du canal est supérieure a la largeur de bande de fréquence du signal mais le temps de cohérence du canal est inferieur a la duré du signal.

$$B_{Coh} > B_S \text{ et } T_c < T_s \quad (3.17)$$

c) **Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent** : connu sous la terminologie Frequency Selective Slow Fading ou la largeur de bande de cohérence du canal est inferieur a la largeur de bande de fréquence du signal mais le temps de cohérence du canal est supérieur a la duré du signal.

$$B_{Coh} < B_S \text{ et } T_c > T_s \quad (3.18)$$

d) **Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide** : de terminologie anglaise Frequency Selective Fast Fading ou la largeur de bande de cohérence du canal est inferieur a la largeur de bande de fréquence du signal et le temps de cohérence du canal est inferieur a la duré du signal.

$$B_{Coh} < B_S \text{ et } T_c < T_s \quad (3.19)$$

Ces quatre types de canaux à évanouissement sont récapitulé dans le schéma de la figure 3.15 suivante :

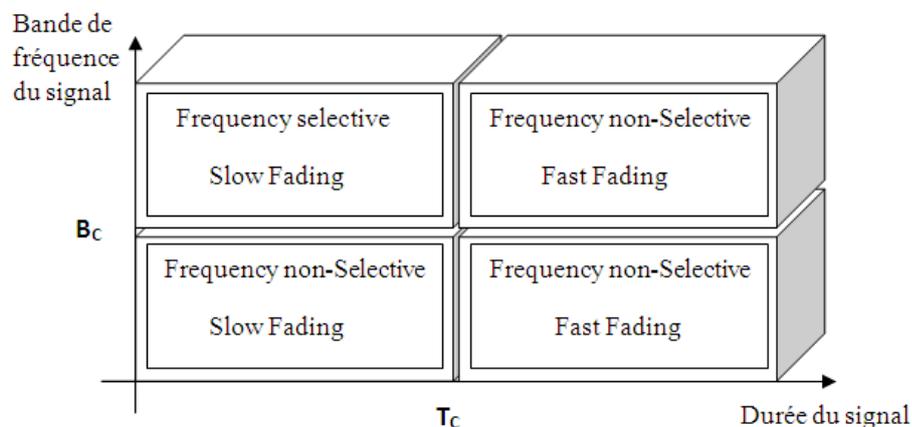


Figure 3.15 : Récapitulatifs des types de canaux a évanouissement.

En passant dans un canal “plat”, toutes les composantes spectrales du signal atteignent le récepteur avec, approximativement, le même gain et une phase linéaire. Ces composantes sont atténuées différemment dans le cas d’un canal “sélectif en fréquence”. De plus, ce phénomène de sélectivité entraîne l’apparition d’interférences entre symboles (IES). [34]

Ils existent de nombreuses techniques pouvant remédier à ces problèmes tout en exploitant les domaines spatiale et fréquentiel. Parmi celles ci, nous nous intéressons à la technique de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d’information est modulé par une transformée de Fourier. Elle est connue sous le nom d’OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [34].

3.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié des concepts généraux sur le canal de propagation. Ainsi, nous avons donné des notions sur les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio mobile qui sont le bruit additif, les multi trajets et l’effet Doppler. Ensuite, nous avons découvert l’impact des caractéristiques du canal sur les communications numériques et expliqué les trois types d’évanouissement : temporels, fréquentiels, et spatiaux. Et enfin, nous avons cité les quatre types de canaux a évanouissement issus de la combinaison des deux phénomènes qui sont : la sélectivité fréquentielle et la rapidité de l’évanouissement temporel générée par l’effet Doppler.

Dans le chapitre suivant, nous aborderons la technique OFDM qui réduit les effets néfastes du canal sur le signal. Puis, nous entamerons les techniques d’accès proposées à être utilisé sur la voie descendante pour la norme 3GPP LTE.

Chapitre 4 Méthodes d'accès du canal downlink dans la norme 3GPP LTE

4.2. Introduction :

Offrir de meilleurs services et de meilleurs débits aux usagers est un défi permanent des acteurs des communications mobiles. La 3G a donc marqué l'avènement du haut débit mobile pour proposer de premières applications multimédia en mobilité.

L'objectif des technologies LTE et 4G est d'aller bien au-delà de cette proposition initiale. Si la cible visée est commune, en outre, les options technologiques sont multiples et souvent concurrentes.

Le but de ce système LTE ou super 3G est d'arriver à une technologie radio d'accès évoluée offrant des services de haut débit (100 Mbps en réception et 50 Mbps en émission), tout en satisfaisant les contraintes technologiques présentes. C'est pourquoi, il a été proposé pour diverses raisons que sur la voie descendante, la technique d'accès OFDMA soit utilisée. En revanche sur la voie montante, on utilisera la technique SC-FDMA. [28]

Ces deux techniques utilisées dans l'accès radio en LTE reposent sur la modulation OFDM qui se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal. De plus, son association à une technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) permet d'améliorer les performances de la liaison et offrent une capacité nettement supérieure. Grâce à l'emploi de la technologie d'antennes multiples (MIMO), les débits de crête peuvent atteindre 75 Mbps dans le sens montant et 300 Mbit/s dans le sens descendant. Ces systèmes constituent de ce fait un élément essentiel de LTE.

On débute ce chapitre par l'étude de la technique d'accès multiple OFDM. Ensuite, nous passons à l'étude de la technique OFDMA proposée à être utilisé sur la voie descendante pour la norme 3GPP LTE. Et enfin, nous présentons la technique MIMO qui a été associée à l'OFDM pour augmenter la capacité du canal et améliorer la qualité de transmission.

4.2. Principes de la modulation multiporteuse OFDM :

Face aux phénomènes d'interférences inter symboles ISI (Inter Symbole Interférence) lors de la transmission a un débit élevé et au phénomène de trajets multiples, la technologie OFDM est une des solutions de référence. [26]

Elle a fait l'objet depuis un certain temps d'une attention particulière, parce qu'il est démontré qu'elle permet de pallier ou a la limite d'annuler les effets liés aux interférences et qu'elle combat aussi les désagréments dus au multi trajets.

Cette consiste à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. 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.

4.2.1. Vue générale de l'OFDM :

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence OFDM est une technique de modulation multi-porteuses à base de transformée de Fourier rapide. [24]

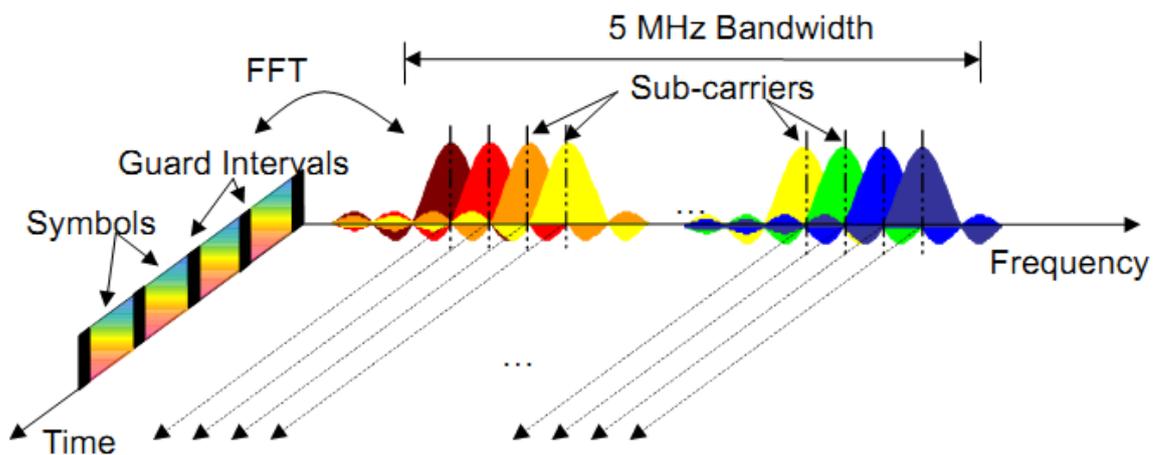


Figure 4.1 : Signal OFDM représenté en temps et en fréquence [15]

L'OFDM divise une bande de fréquence en plusieurs sous-canaux espacés par des zones libres de tailles fixes. Par la suite, un algorithme, la Transformée de Fourier Rapide Inverse IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), véhicule le signal par

le biais des différents sous-canaux. C'est également cet algorithme qui s'occupe de la recombinaison du message au niveau du récepteur. [8]

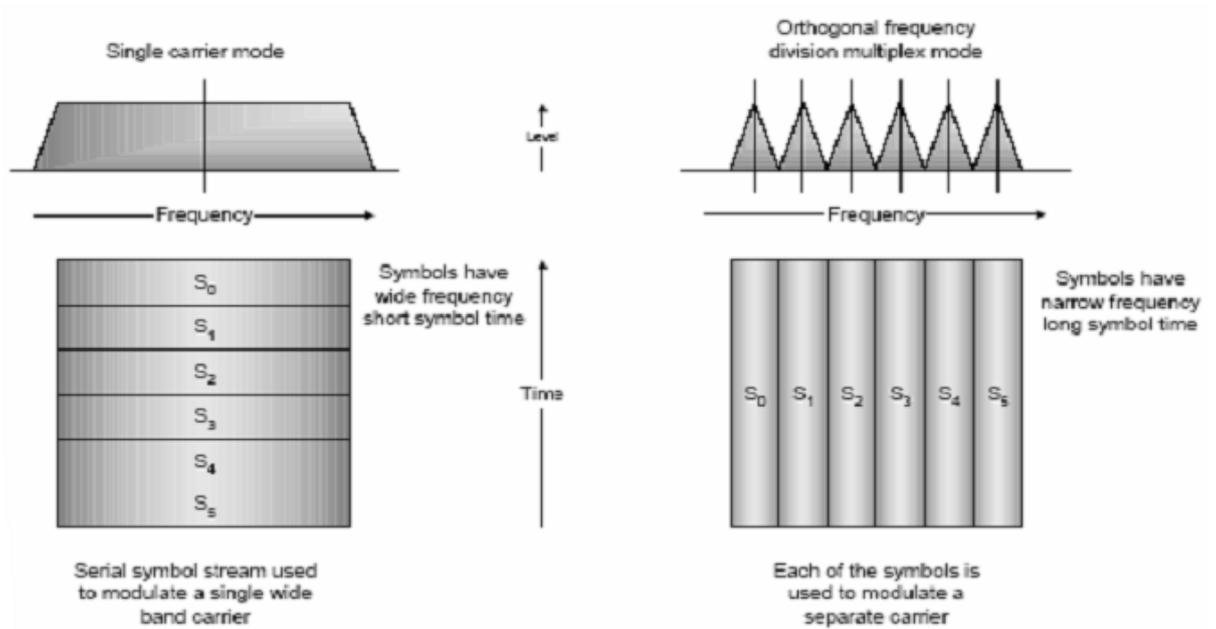


Figure 4.2 : Différence entre la modulation mono porteuse et l'OFDM

D'un point de vue implémentation numérique, les systèmes OFDM transmettent les données par blocs: le flux initial de données de débit R est multiplexé en N flux parallèles de débit R/N . Il s'agit bien d'un multiplexage fréquentiel puisque les données sont transmises sur N canaux différents comme indiqué en figure 4.2. Afin d'effectuer cette transmission et au lieu de transmettre les données en série comme le font les systèmes mono-porteuses SC (Single Carrier), la technique OFDM consiste à transmettre les données par bloc, où un vecteur de N symboles de données est transporté par un seul symbole OFDM (voir figure 4.3). [24]

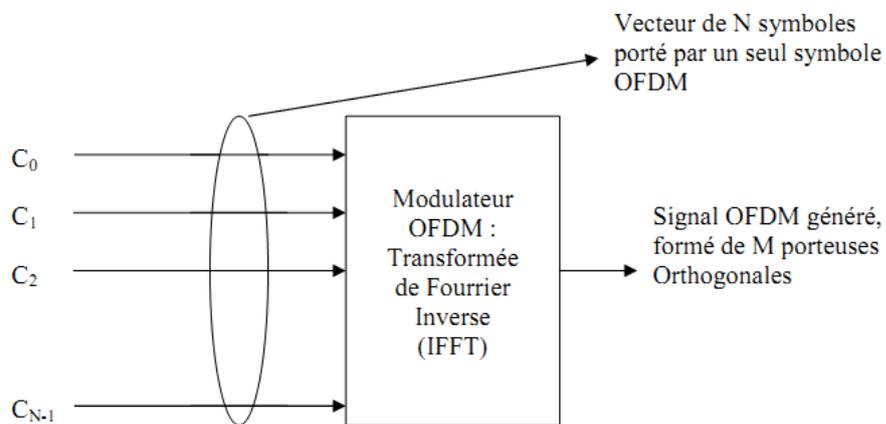


Figure 4.3: transmission des données par bloc dans l'OFDM.

Grâce à la séparation orthogonale des porteuses, il est plus facile à la réception de faire l'égalisation des sous-porteuses chacune à part, au lieu de faire l'égalisation d'un signal à une porteuse unique (voir figure 4.4).

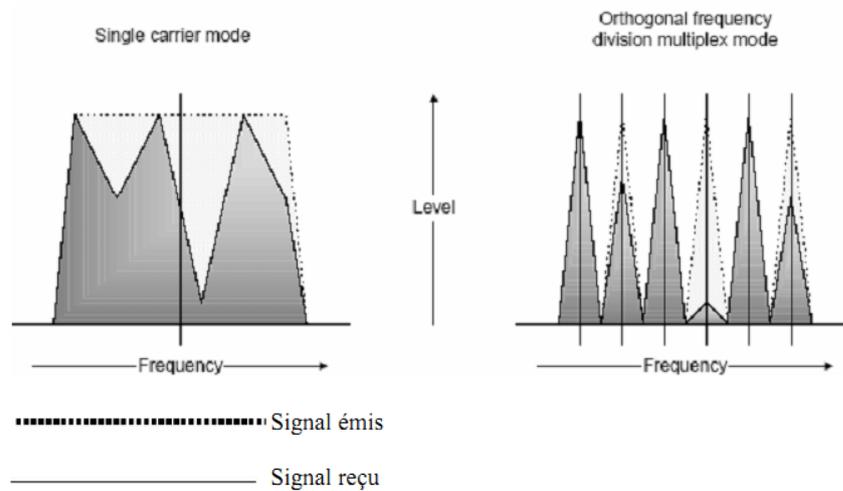


Figure 4.4 : différence entre les signaux SC et OFDM reçus

La technique OFDM 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 CP (Cyclic Prefix) ajouté au temps utile du symbole pour remédier au phénomène de l'ISI (Inter Symbol Interference) créé par la propagation NLOS.

4.2.2. Le but de l'OFDM :

Le but de cette modulation est d'exploiter au maximum la plage de fréquence allouée tout en minimisant l'impact du bruit grâce aux espaces libres séparant chaque canal. Cette modulation apparaît alors comme une solution pour les canaux qui présentent des échos importants (canaux multi trajets). Un canal multi trajet présente, en effet, une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur.

Un grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit « sélectif » en

fréquence (voir figure 4.5). Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut-être considérée comme constante. Ainsi, pour ces sous canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences.

L'idée est d'utiliser la diversité apportée pour lutter contre la sélectivité fréquentielle et temporelle du canal. En diffusant l'information sur un nombre important de porteuses, on s'affranchit alors de la sélectivité du canal. [8]

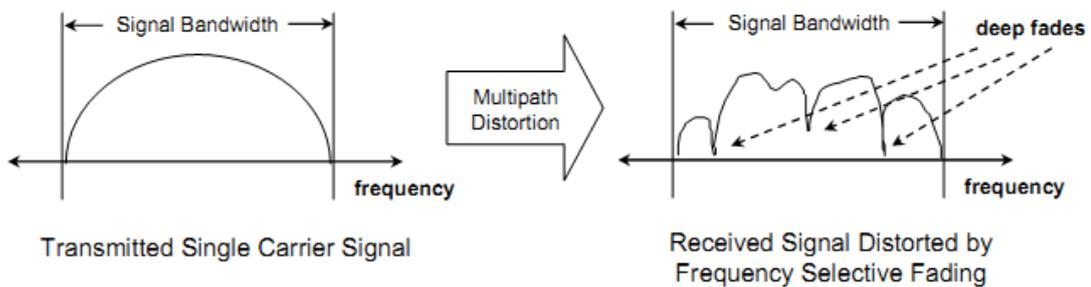


Figure 4.5 : Impact de la sélectivité du canal sur le signal reçu.

4.2.3. Principe de la modulation OFDM:

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. [20]

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 :

$$c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4.1)$$

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4.2)$$

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

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (4.3)$$

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (4.4)$$

Voici le schéma de principe de la modulation :

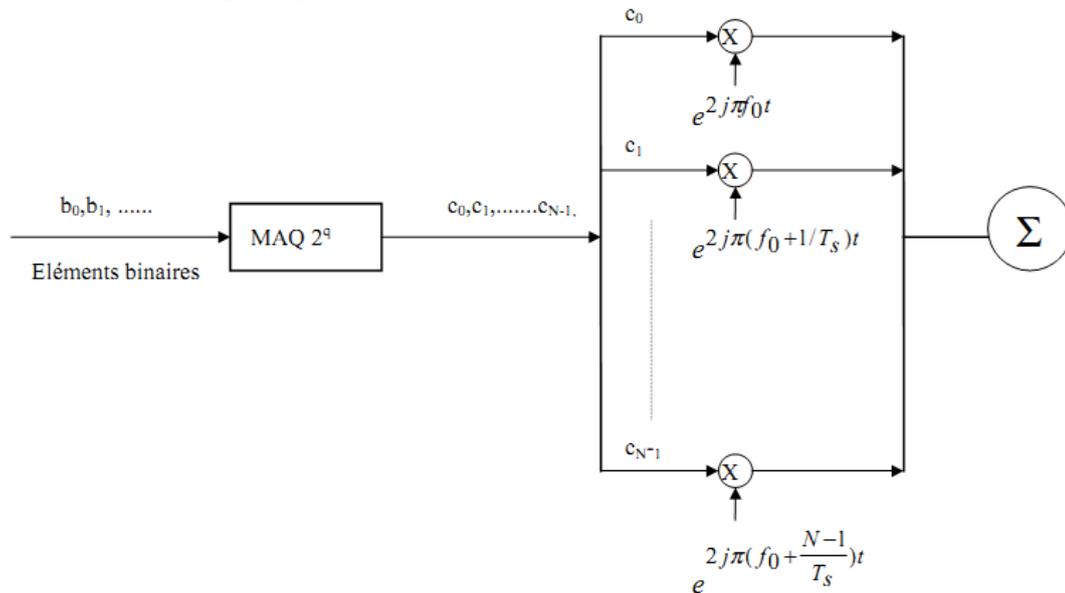


Figure 4.6: schéma de principe d'un modulateur OFDM. [20]

Plus précisément les données numériques \mathbf{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). Par exemple dans le cas de la constellation 16QAM, le symbole C_k est formés de $q=4$ bits ($2^q=16$ états). Cela entraîne une réduction du débit binaire initial R à une quantité égale à $R / \log_2(M)$ avec M la taille de la constellation (le nombre d'état). La figure ci-dessous illustre les différentes constellations.

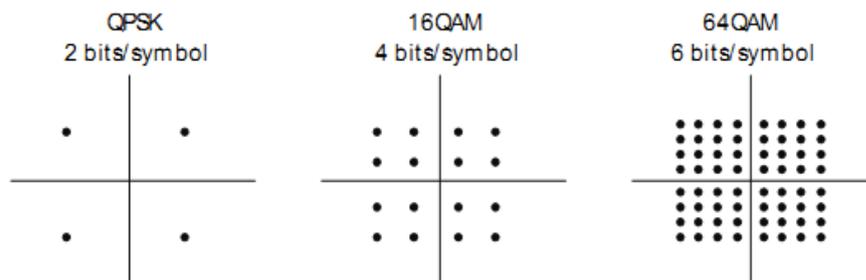


Figure 4.7 : Constellations des modulations QPSK, 16-QAM, et 64-QAM

Ces données (c_k) sont des symboles 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. [20, 34]

De l'équation (4.4) on peut déduire l'expression réelle du signal :

si $c_k = a_k + jb_k$:

$$S(t) = \text{Re} \{s(t)\} = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \right\} \quad (4.5)$$

$$S(t) = \text{Re} \{s(t)\} = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left(a_k \cos \left(2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right) + jb_k \sin \left(2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t \right) \right) \right\} \quad (4.6)$$

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux fréquences centrales des autres porteuses. Cela leur permet d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading) (voir figure 4.8).[34]

Pour expliquer la notion d'orthogonalité, nous allons déterminer le spectre du signal OFDM (voir figure 4.8). Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre.

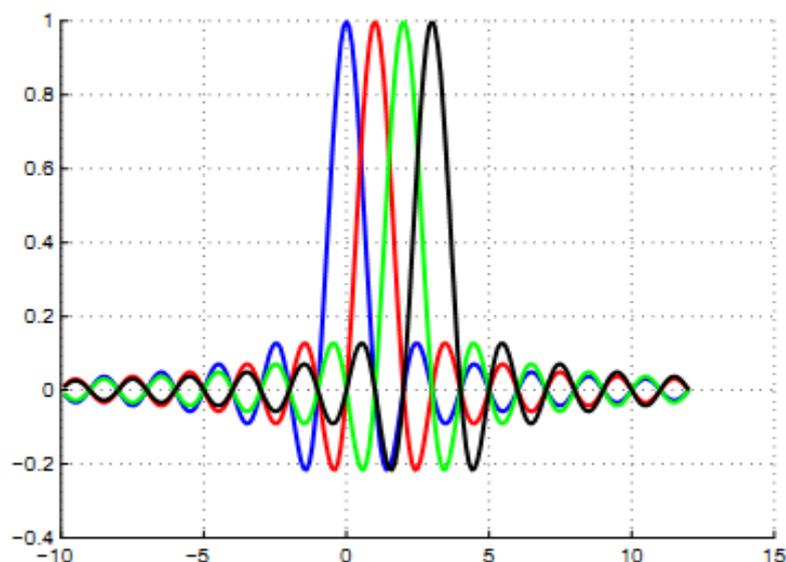


Figure 4.8: Spectres de quatre porteuses orthogonales du signal OFDM.

La figure 4.8 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-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse. [20] [34]

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.

La réalisation suivant le schéma de principe de la figure 4.6 nécessiterait N modulateurs individuels (ainsi pour le démodulateur). Mais l'expression mathématique du signal (équation 4.4) montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques c_k .

Le principe de la démodulation dépend des perturbations subies par le signal après son passage dans le canal. Les modulations multi-porteuses sont particulièrement utiles pour des canaux comportant des échos multiples (voir figure 4.9).

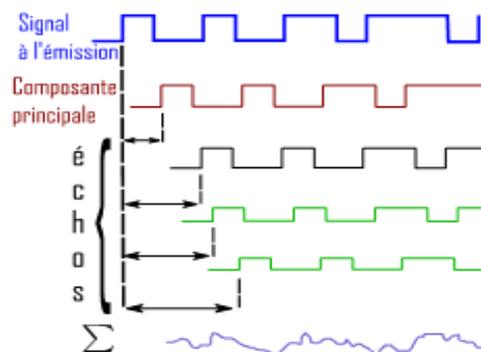


Figure 4.9 : Illustration du concept de réflexions multiples [31].

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. [20]

4.2.4. Principe de la démodulation

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole T_S comme suit:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (4.7)$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_S .

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique illustré dans la figure 4.10 ci-dessous.

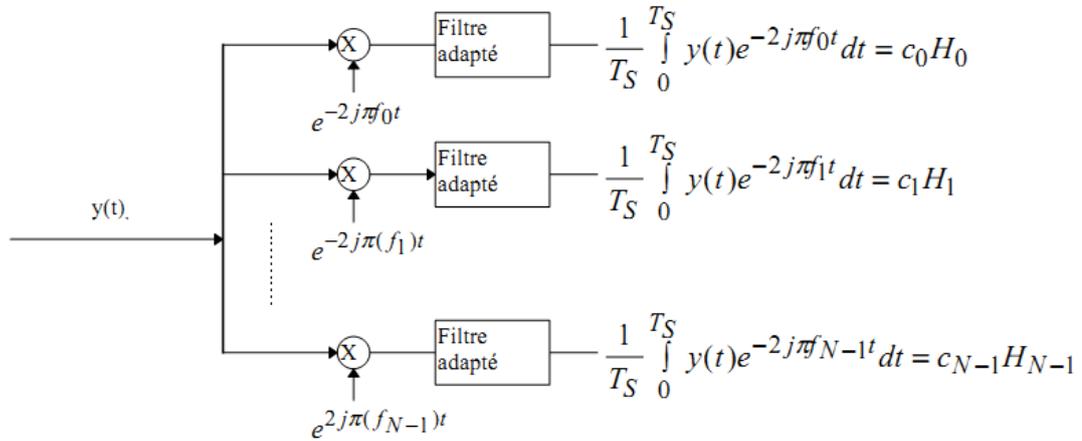


Figure 4.10: Schéma de principe du démodulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_S} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_S} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_S}} dt = c_i H_i \quad (4.8)$$

parce que :

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_S}} dt = 0 \text{ si } k \neq i, 1 \text{ si } k = i \quad (4.9)$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

4.2.5. Problème d'interférences :

b) L'interférence entre symboles (IES):

Dans un environnement à trajets multiples, un symbole transmis prend différents retards (échos) pour arriver au récepteur par différents chemins de propagation. L'addition des divers échos reçus au récepteur fait qu'il est difficile pour ce dernier d'extraire l'information utile du signal reçu. La dégradation occasionnée par la sommation des divers échos au récepteur est appelée interférence entre symboles (IES).

Donc du point de vue du récepteur, le canal présente une dispersion temporelle dans laquelle la durée du symbole reçu est étalée. Prolonger la durée de symbole fait chevaucher le symbole reçu courant avec les symboles reçus précédemment. Donc, chaque symbole émis va en sortie du canal avoir une influence non négligeable sur ses voisins, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles. [27] [31]

c) L'interférence entre porteuses (IEP):

Dans les systèmes OFDM, les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. Ceci signifie qu'au maximum de chaque spectre de sous porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls. L'interférence entre porteuses IEP ou ICI (Inter Carrier Interference) est causée par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous porteuses adjacentes. L'IEP se produit aussi quand le canal a trajets multiples change pendant la durée d'un symbole OFDM. Quand ceci se produit, les effets Doppler sur chaque trajet causent un décalage de fréquence, ayant pour résultat la perte d'orthogonalité (voir figure 4.11). [27]

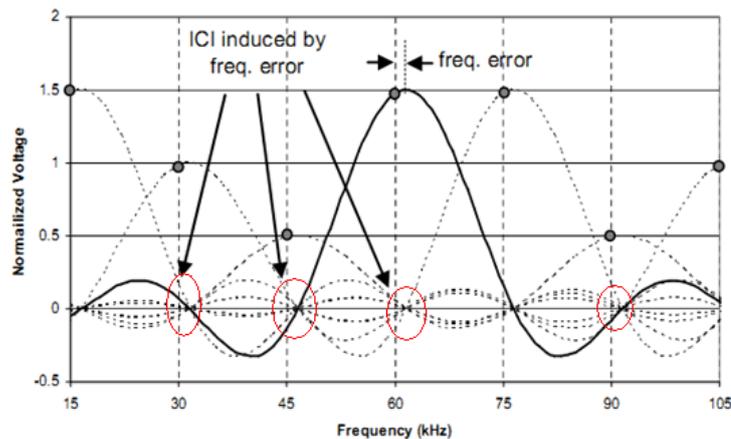


Figure 4.11: Signal démodulé avec décalage en fréquence causant l'ICI. [29]

4.2.6. Solutions auprès des interférences :

Il y a deux aspects tout à fait remarquables de l'OFDM. D'abord, chaque symbole OFDM est précédé d'un préfixe cyclique (CP), qui est utilisé pour éliminer efficacement l'IES. Deuxièmement, les sous-porteuses sont très étroitement espacées de façon à faire un usage efficace de la bande passante disponible, et pourtant il n'y a pratiquement pas d'interférence entre les sous-porteuses adjacentes (ICI). Ces deux caractéristiques uniques sont en fait étroitement liées. Afin de comprendre comment l'OFDM traite les distorsions dues aux multi-trajets, il est utile de considérer le signal dans les domaines temporel et fréquentiel.

Pour comprendre comment l'OFDM se comporte avec les IES induites par trajet multiples, considérons la représentation dans le domaine temporel d'un symbole OFDM montré dans la figure 4.12 ci-dessous. Le symbole OFDM est constitué de deux composantes principales : le CP et une période FFT (T_{FFT}). La durée du CP est déterminée par le plus haut degré prévu de retard (delay spread) pour l'application visée. Lorsque les signaux transmis arrivent au niveau du récepteur par deux chemins de différentes longueurs, ils sont décalés dans le temps comme le montre la figure ci-dessous. [29]

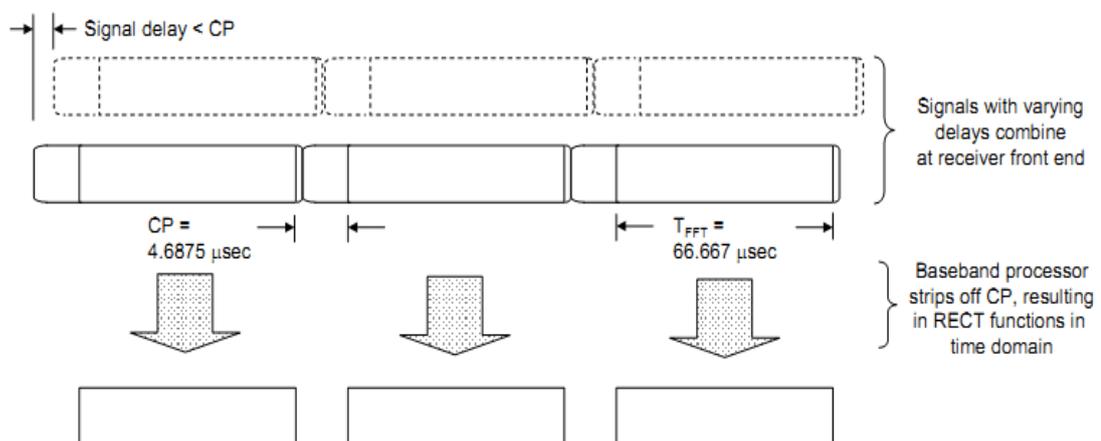


Figure 4.12 : Elimination d'ISI par l'insertion de CP (Cyclic Prefix)

Au sein de la période de CP, il est possible d'avoir une distorsion portée par un symbole précédent. Mais, avec un CP d'une durée suffisante, les symboles précédents ne rejaillissent pas sur la période FFT.

A noter que toute l'information pertinente pour le récepteur est contenue dans la période FFT. Une fois que le signal est reçu et numérisé, le récepteur supprime tout simplement le CP. Le résultat est une impulsion rectangulaire qui, au sein de chaque sous-porteuse, est d'une amplitude constante sur la période de la FFT.

Les impulsions rectangulaires résultantes de la décimation du CP sont au centre de la capacité pour espacer les sous-porteuses proches en fréquence, sans créer d'interférences entre porteuses (ICI). On rappelle que le résultat d'une impulsion uniforme rectangulaire (fonction RECT) dans le domaine temporel est une fonction SINC ($\sin(x)/x$) dans le domaine fréquentiel, comme indiqué dans la figure 4.13. [29]

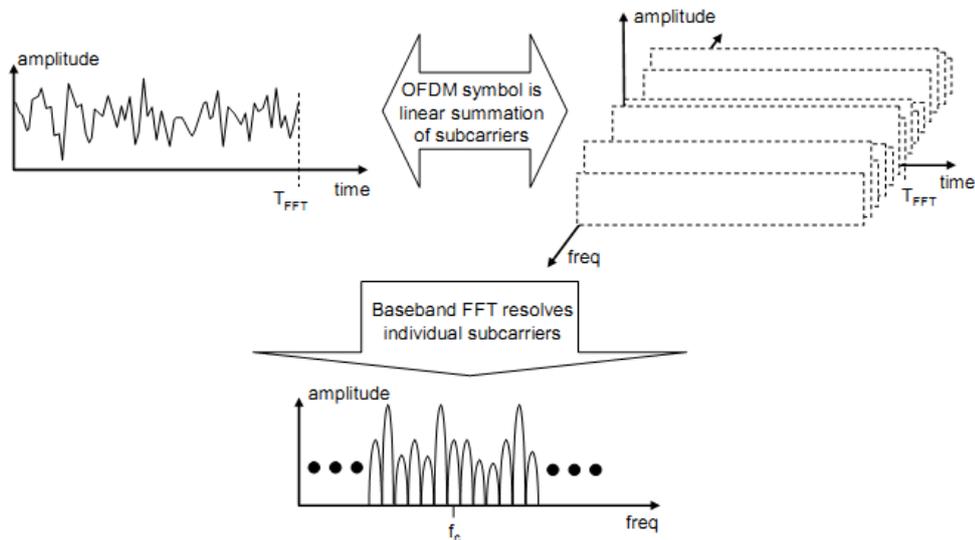


Figure 4.13 : la FFT de symbole OFDM révèle des sous-porteuses distinctes

La période FFT de la LTE est de $67.77 \mu s$. sachant que ceci est tout simplement l'inversion de l'espacement entre porteuses ($1/\Delta f$). Il en résulte une forme SINC dans le domaine fréquentiel avec espacement uniforme entre passage par zéro de 15 kHz, précisément au centre de la sous-porteuse adjacente (voir figure 4.14). Il est donc possible d'échantillonner à la fréquence centrale de chaque sous-porteuse tout en ne rencontrant aucune interférence avec les sous-porteuses voisines (zéro ICI). [29]

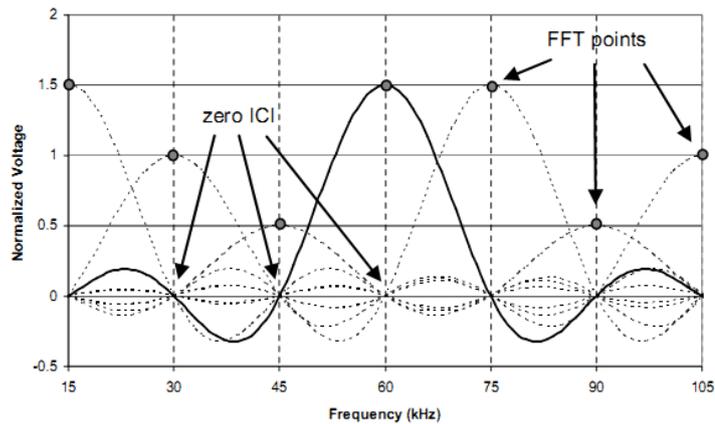


Figure 4.14: signal démodulé sans décalage en fréquence (zéro ICI)

4.2.7. Les avantages de l'OFDM :

Un des grands avantages des schémas de la modulation OFDM est d'avoir partagé la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmissions mono-porteuses. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux. Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux [8] [24] :

- ✦ Efficacité de l'utilisation du spectre et de puissance 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.
- ✦ Grande immunité contre la propagation multi trajets, où certains symboles d'une précédente transmission peuvent arriver en retard et cela est vérifié grâce à l'Insertion du temps de garde: si un symbole d'une précédente transmission arrive en retard du à la propagation multi trajets, il entre en collision avec le CP du symbole actuel, et au fur et au mesure que la taille du CP est suffisante, cette collision ne peut pas affecter le reste du symbole, où il y a les informations utiles.
- ✦ Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles (si une fréquence est affectée, cela ne va pas influencer les autres).

- ✦ Immunité contre l'interférence entre les canaux (insertion des porteuses nulles à chaque extrémité du symbole).

- ✦ Facilité de synchronisation, et d'estimation du canal grâce aux sous porteuses pilotes.

4.2.8. Les inconvénients de l'OFDM :

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients. Une autre manière de se réconcilier avec le schéma mono porteuse est l'OFDMA, concept adaptatif de l'OFDM pouvant allouer une ou plusieurs porteuses à un utilisateur particulier ajoutant ainsi la possibilité de voir cela comme une méthode d'accès au médium. [8]

4.3. OFDMA : transmission en Downlink

L'OFDMA est la technique de transmission utilisée par la norme LTE dans le sens descendant. Elle est basée sur la modulation OFDM, qui répond à l'exigence LTE en matière de flexibilité spectrale. La bande est divisée en sous-canaux qui sont attribués à différents utilisateurs. Chaque sous-porteuse est exclusivement assignée à un seul utilisateur, éliminant de ce fait les interférences entre porteuses (ICI). Cela a pour conséquence directe un décodage facile de l'OFDMA par l'utilisateur.

On imagine aisément que la performance d'un canal secondaire alloué à un utilisateur sera différente de celle d'un autre utilisateur, puisque les qualités de canal y sont différentes, en fonction des conditions de propagation individuelles. Ceci veut dire qu'un canal qui a de mauvaises performances avec un utilisateur peut se révéler favorable à un autre. La technique OFDMA exploite cette caractéristique, du fait qu'elle permet d'allouer des canaux secondaires différents selon les utilisateurs dans une fenêtre temporelle à configuration variable pour la transmission d'un certain nombre de symboles OFDM (voir Figure 4.15). [8] [17] [24] [28]

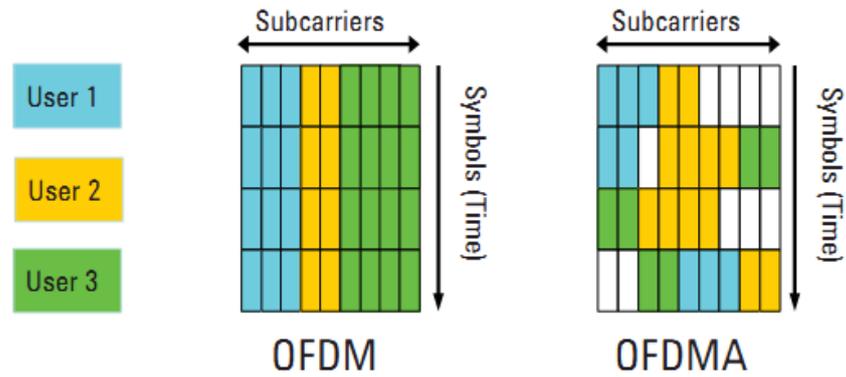


Figure 4.15: Allocation de sous-porteuses en OFDM et OFDMA

Il existe trois types de sous porteuses pour la technique OFDMA :

- **des Sous-porteuse de données** : pour la transmission des données.
- **des Sous-porteuse pilotes** : pour des propositions d'estimation variées et pour assurer la synchronisation.
- **des Sous-porteuse nulles** : pour la bande de garde et la fréquence DC (dans le cas où il n'y a pas de transmission). Elles jouent le rôle d'un intervalle de garde et elles sont divisées en sous porteuses de gauche et de droite. [24] [32]

Les symboles OFDM et OFDMA sont structurés de manière similaire. Mais en plus, en OFDMA les sous-porteuses actives (sous-porteuses de données et pilotes) sont divisées en des sous canaux (qui sont attribués à différents utilisateurs) suivant un mécanisme défini par INTEL dépendant du mode d'allocation et de la nature de lien. Les deux figures suivantes illustrent la structure de ces deux symboles.

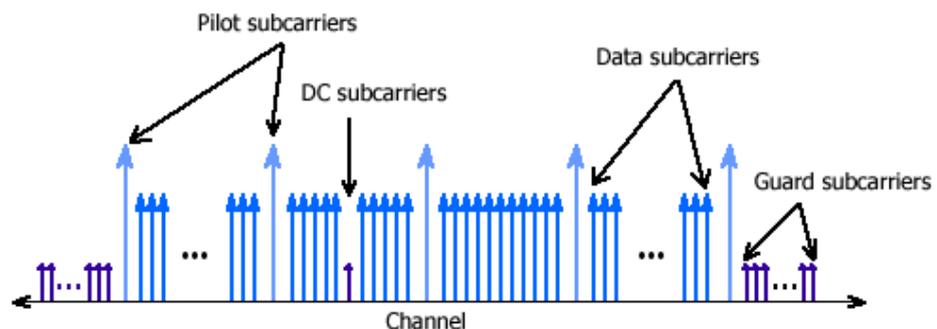


Figure 4.16: Structure du symbole OFDM

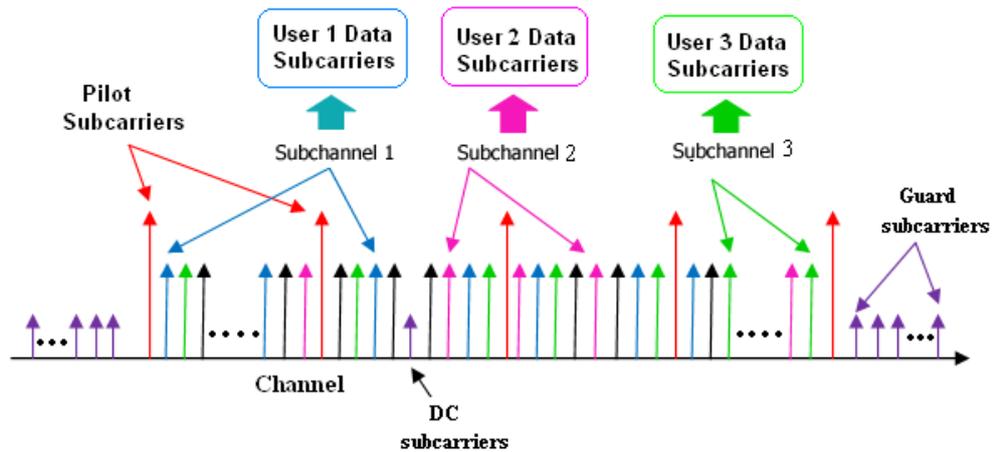


Figure 4.17 : Structure du symbole OFDMA

(Les sous-porteuses du même couleur représentent un sous-canal)

4.3.1. Description de l'OFDMA dans la norme LTE:

L'OFDMA est un excellent choix de la 3GPP LTE comme système de multiplexage pour la transmission downlink. Même si elle implique plus de complexité en termes de planification des ressources, elle est nettement meilleure en termes d'efficacité spectrale et de latence.

En OFDMA les utilisateurs se voient attribuer un nombre précis de sous-porteuses pour un nombre prédéterminé de fois, appelées blocs de ressources physiques (PRBs, Physical Resource Blocks) dans les spécifications LTE. Les PRBs ont chacun une dimension temps et fréquence. La répartition des PRBs est gérée par une fonction de planification à la station de base 3GPP (eNodeB). [17,19]

Afin d'expliquer de manière adéquate l'OFDMA dans le cadre LTE, nous devons étudier la structure générique de la trame de la couche physique. Puis nous reviendrons à la définition des PRBs.

d) Structure de la trame en LTE :

Comme le montre la figure suivante, Les trames LTE sont de 10 ms. Ils sont divisés en 10 sous-trames, chaque sous-trame de longueur 1,0 ms est divisée en deux slots, chacun de 0,5 ms. Un slot est composé de 6 ou 7 symboles OFDM, selon que le préfixe cyclique normal ou étendu est employé (voir figure 4.18). [17] [29]

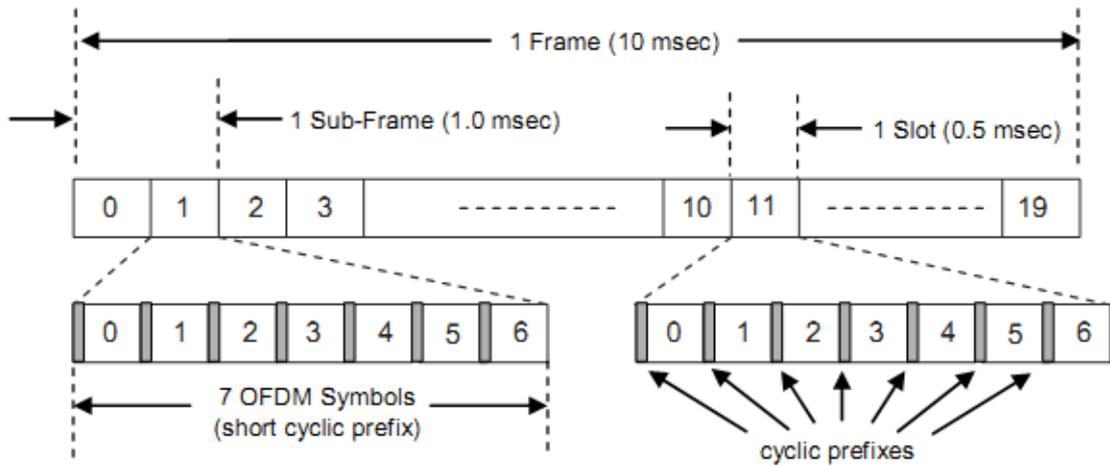


Figure 4.18: structure générique de trame LTE

e) Définition du « Physical Resource Block » :

En LTE, l'espace temps/fréquence est divisé en PRBs (Physical Resource Blocks). Chaque PRB est défini comme étant composé de 12 sous-porteuses consécutives pour un slot (0,5 ms) (voir figure 4.19). Un PRB est le plus petit élément d'allocation des ressources affectées par le planificateur de station de base.

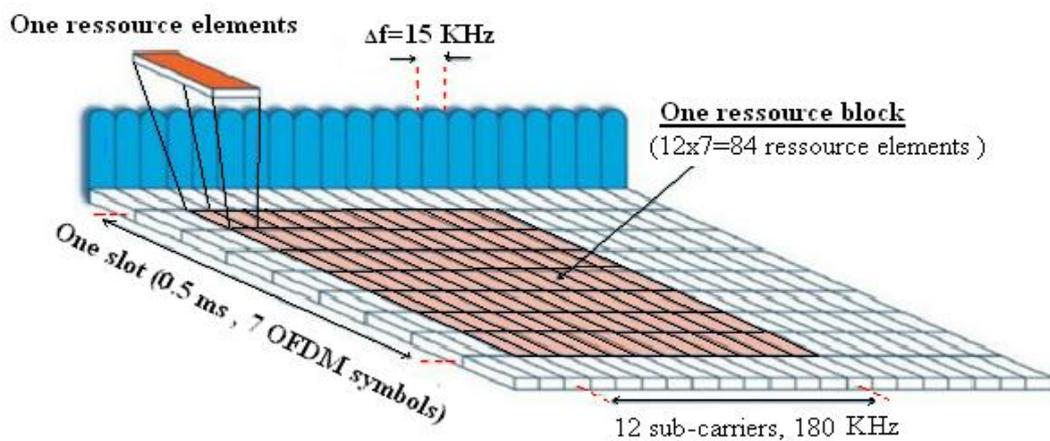


Figure 4.19: Physical Resource Block.

Le nombre total de sous-porteuses disponibles dépend de la largeur de bande de transmission globale du système. Les spécifications LTE définissent les paramètres de bande passante du système à partir de 1,25 MHz à 20 MHz comme la montre le tableau suivant :

Bandwidth (Mhz)	1.25	2.5	5	10	15	20
Subcarrier bandwidth (kHz)	15					
Physical resource block (PRB) Bandwidth (kHz)	180					
Number of available PRBs	6	12	25	50	75	100

Tableau 4.1: Tableau récapitulatif du nombre de PRBs disponibles par bande-passante.

Le signal transmis en downlink se compose de N_{BW} sous-porteuses pour une durée de N_{symb} symboles OFDMA, ce qui peut être représenté par une grille de ressources comme le montre la figure 4.20 ci-dessous. Chaque case de la grille représente une sous-porteuse unique pour une période de symbole et est désignée par « Ressource Element ». [17] [29]

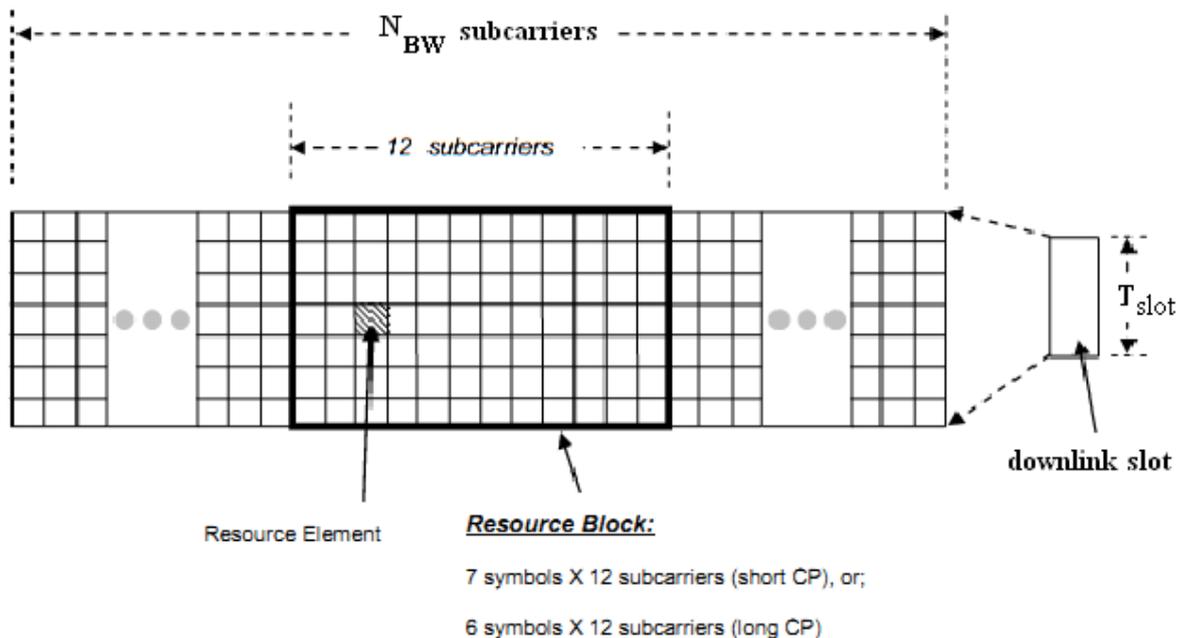


Figure 4.20: Grille de ressources downlink

Pour faciliter l'estimation de l'offset de la porteuse, l'estimation du canal, la synchronisation,...etc. La LTE emploie des signaux spécifiques de références qui sont intégrés dans les PRBs comme le montre la figure 4.21 ci-dessous. Ces signaux de références sont transmis dans les premiers et les cinquièmes symboles OFDM de chaque

slot lorsque le CP court est utilisé et dans les premiers et les quatrièmes symboles lorsque le CP étendu est utilisé.

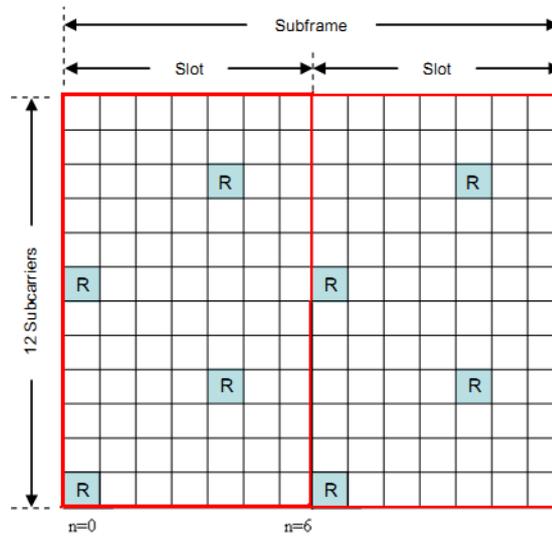


Figure 4.21: Les signaux de références LTE intercalés parmi les éléments ressources.

Notons que les symboles de référence sont transmis chaque six sous-porteuses. En outre, les symboles de référence sont échelonnés dans le temps et la fréquence. La réponse du canal sur les sous-porteuses portant les symboles de références peu être calculée directement, alors que, une interpolation est utilisée pour estimer la réponse du canal pour les sous-porteuses restantes. [17] [19]

Remarque : dans les applications MIMO, il y a une grille de ressources pour chaque antenne d'émission (voir figure 4.22).

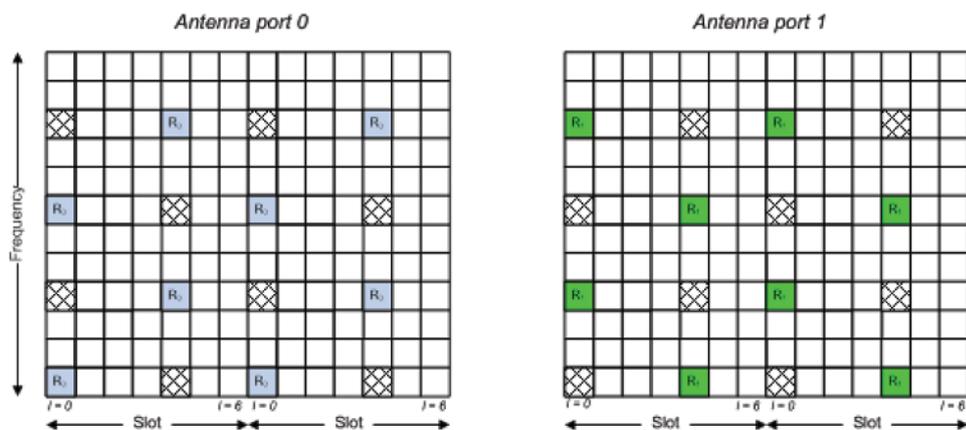


Figure 4.22 : Ressources downlink pour deux antennes de transmission (MIMO), (CP court).

4.3.2. Les paramètres de la technique OFDMA:

Les paramètres de cette technique sont récapitulés dans le tableau suivant :

Channelization BW	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Slot duration	0.5 ms					
subcarrier spacing	15 kHz					
sampling frequency	1.92 MHz (0.5x3.84MHz)	3.84 MHz	7.68 MHz (2x3.84MHz)	15.37 MHz (4x3.84MHz)	23.04 MHz (6x3.84MHz)	30.72 MHz (8x3.84MHz)
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048
OFDM sym per slot (short / long CP)	7/6					
Short CP 7 OFDM symbols (μ s,samples)	(4.69,9)x6 (5.21,10)x1	(4.69,18)x6 (5.21,20)x1	(4.69,36)x6 (5.21,40)x1	(4.69,72)x6 (5.21,80)x1	(4.69,108)x6 (5.21,120)x1	(4.69,144)x6 (5.21,160)x1
Long CP 6 OFDM symbols (μ s,samples)	(16.67,32)x6	(16.67,64)x6	(16.67,128)x6	(16.67,256)x6	(16.67,384)x6	(16.67,512)x6
Number of Resource Blocks	6	15	25	50	75	100
Number of occupied subcarriers	73	181	301	601	901	1201

Tableau 4.2: Les paramètres de la technique OFDMA

4.3.3. Chaîne de transmission OFDMA :

L'émetteur est constitué d'un modulateur QAM (Mode Symbol Mapping), Sub-carrier Mapper, Transformée de Fourier Inverse (IFFT), l'addition de Cyclic Prefix (Cyclic Prefix), conversion parallèle-série et un convertisseur numérique analogique (P/S & DAC) suivi d'un modulateur (RF I-Q Mod). [30]

La figure 4.23 suivante illustre le schéma synoptique d'un émetteur-récepteur OFDMA :

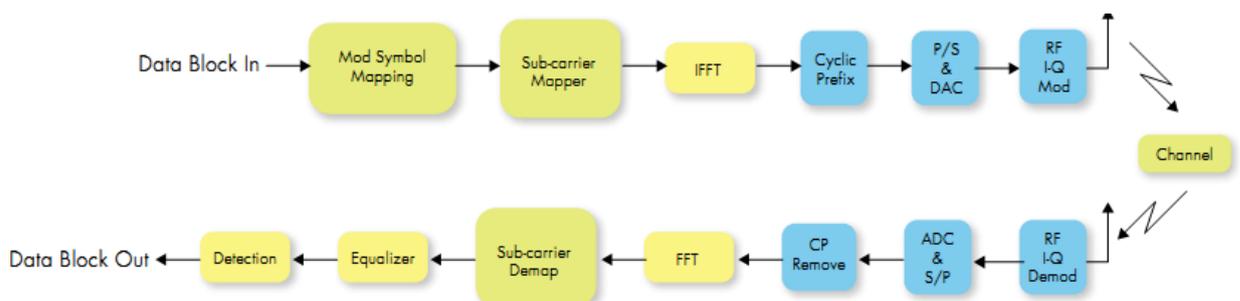


Figure 4.23: Emetteur et récepteur OFDMA

b) L'étage Mod Symbol Mapping :

L'étage Mod Symbol Mapping ou modulateur QAM génère les données complexes C_0, C_1, \dots, C_N 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 formés par groupement de q bits selon le type de constellation utilisée (QPSK, 16QAM, 64QAM). On les appelle symboles numériques. Par exemple dans le cas de la constellation 16QAM, le symbole C_K est formés de $q=4$ bits ($2^q=16$ états). [20] [30]

c) L'étage Sub-carrier Mapping :

Cette étape sert à moduler par chaque donnée C_K une sous-porteuse différente de fréquence f_K . Donc les symboles numérique modulés C_K sont mapper sur le sous-porteuses dans cette étape. [18,30]

d) L'étage IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) :

C'est un algorithme qui réalise la transformée de Fourier inverse. Il convertit les sous-porteuses modulées précédemment de nouveau dans le domaine temporel pour la transmission (voir figure 4.24). [30]

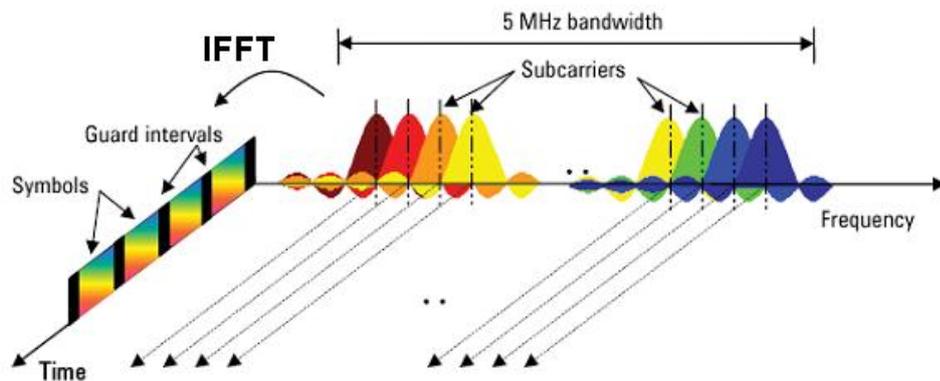


Figure 4.24 : Transformation du signal OFDM du domaine fréquentiel dans le domaine temporel.

e) L'étage Cyclic prefix (CP) :

Les symboles OFDMA subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Pour éviter ces interférences et absorber ce retard, le symbole OFDMA est allongé avec un préfixe cyclique plus grand que le plus grand des retards qui apparaissent dans le canal.

L'insertion d'un préfixe cyclique permet de lutter contre les IES. Ainsi les derniers échos du symbole OFDMA d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDMA suivant d'indice $m+1$ ne sera plus perturbé par le précédent (voir figure 4.25). [18] [34]

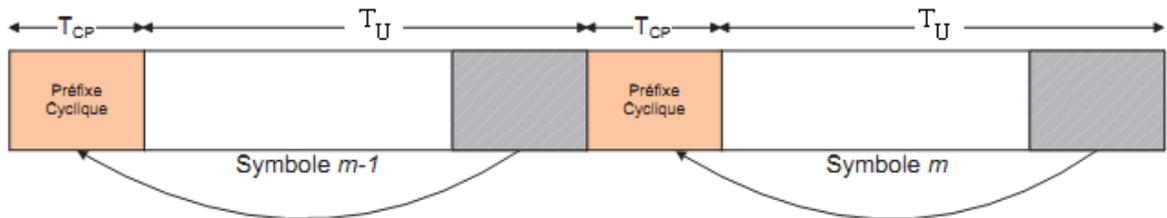


Figure 4.25 : Principe du préfixe cyclique

Généralement, le préfixe cyclique est une copie des derniers échantillons du symbole OFDMA. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D consiste à étendre le symbole OFDMA en copiant les D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole. La durée de ce temps de garde est fixée par la norme mais en général il est compris entre $T_U/4$ et $T_U/32$ qui représente un bon compromis entre réduction de l'IES et la perte en débit. Le terme compromis est utilisé car le débit du système diminue lorsque l'intervalle de garde est ajouté. Par exemple, considérons un débit égal à qN/T_U où q représente le nombre de bits transportés par un symbole numérique C_k et $N/T_U = B$ est la bande utilisée. L'intervalle de garde Δ est ajouté, la durée réelle du symbole OFDMA augmente ($T_S = T_U + \Delta$) et, par conséquent le débit diminue et devient $qN/(T_U + \Delta)$. [22] [18] [34]

Le fait d'ajouter un intervalle de garde augmente la robustesse du signal OFDM aux trajets multiples. Cela permet d'avoir en réception une IES acceptable, c-à-d. les symboles OFDM arrivant au récepteur n'interfèrent pas aux instants d'échantillonnage.

f) L'étage P/S & DAC:

Cet étage a pour rôle la conversion parallèle-série suivi d'une conversion numérique analogique. Les échantillons complexes C_k sont sérialisées dans le domaine temporel puis convertit en signaux analogiques. [30]

g) L'étage RF I-Q Mod: (modulateur)

La section RF module les échantillons I-Q pour la transmission radio fréquence final. [30]

Du coté chaine de réception, le processus est essentiellement inversé. Le récepteur contient les opérations inverses de l'émetteur mais dans l'ordre opposé. Le récepteur inclue un étage RF (démodulateur), convertisseur analogique numérique et conversion série-parallèle (ADC & S/P), suppression du CP, Transformé de Fourier (FFT) pour la conversion dans le domaine fréquentiel, puis la correction du canal de base sous-porteuse par sous-porteuse (Sub-Carrier Demapper, equalizer and detector). [30]

Exemple :

La figure 4.26 suivante est un exemple qui illustre les étapes vues précédemment dans la chaine de transmission OFDMA. Cet exemple utilise seulement quatre sous-porteuses sur deux périodes de symbole OFDMA. Les données utiles sont représentées par une modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Sachant que les signaux LTE réel en Downlink sont situées dans des unités de 12 sous-porteuses adjacentes pour 7 ou 6 périodes de symboles OFDMA selon la longueur du CP (short CP/extended CP) qu'on appelle des ressources blocks physique (PRBs) qu'on a déjà expliqué dans la partie précédente. [15]

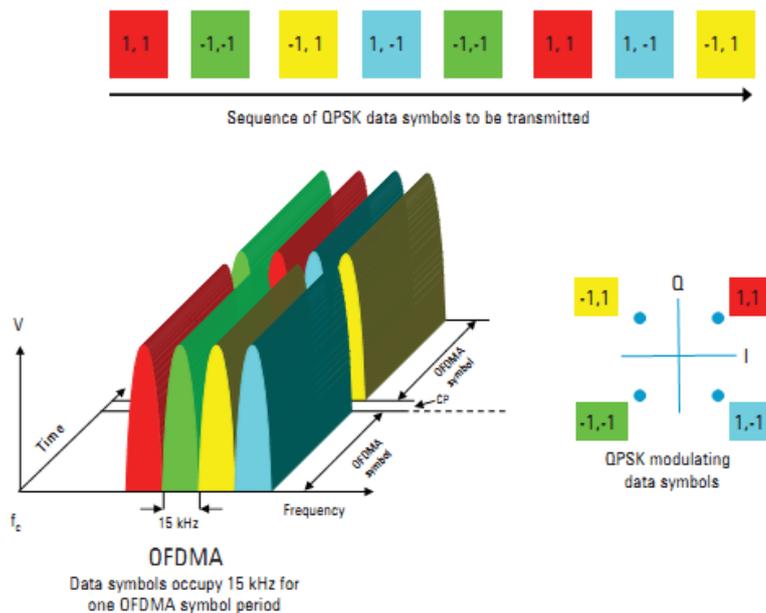


Figure 4.26: transmission d'une séquence binaire en symboles OFDMA.

Sur le coté gauche de la figure 4.26, on a M sous porteuses adjacentes de largeur 15 kHz chacune. Chaque sous-porteuses est modulées (pour une période de symbole OFDMA de 66,7 μ s) par un symbole de données QPSK.

Par exemple, dans la quatrième sous-porteuse, quatre symboles sont pris en parallèle. Ce sont des symboles de données QPSK donc, seulement la phase de chaque sous-porteuses est modulée tandis que sa puissance reste constante entre les symboles.

Après une période de symbole OFDMA écoulé, le CP est inséré et les quatre symboles suivants sont transmis en parallèle. Pour une clarté visuelle le CP est représenté comme un gap, mais il est en fait remplis d'une copie de la fin du symbole suivant, ce qui signifie que la puissance d'émission est continue, mais a une discontinuité de phase a la limite du symbole.

Pour créer le signal à transmettre, une IFFT est effectuée sur chaque sous-porteuses pour la convertir dans le domaine temporel puis chaque signal (porteuse) dans le domaine temporel sera converti en vecteur. Ces vecteurs seront additionnés pour donner un signal dans le domaine temporel sous forme d'une onde qui sera utilisée pour la transmission [15].

4.4. SC-FDMA: Transmission en Uplink

SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) est une technique d'accès multiple qui est bien adaptée aux exigences de la norme LTE en Uplink. Elle offre des performances et une complexité globale similaire a l'OFDMA mais utilise en revanche une technique de multiplexage fréquentiel à une seule porteuse. Nous n'allons pas rentrer dans les détails car cette partie n'est pas prévue dans notre travail.

Après avoir présenté la technologie OFDM, et les régimes d'accès associés utilisés dans la norme LTE: OFDMA en voie descendante et SC-FDMA en voie montante, nous nous intéressons, dans le paragraphe suivant, à une autre technique utilisée actuellement. Appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output), cette technique est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes aux niveaux de l'émetteur et du récepteur. Son association à l'OFDM permet, dans certaines conditions, une amélioration considérable des performances d'un système de communications numériques.

4.5. MIMO: Techniques d'antennes avancées

La demande croissante en terme de débits de données exigée par de nouveaux services multimédia (internet sans fil, visioconférence, télévision numérique pour la téléphonie mobile) et d'une meilleur qualité de service pour les communications sans fil nécessite de proposer de nouvelles techniques pour augmenter la capacité du canal de transmission sans fil. Les techniques actuelles associées à des modulations et des codages adaptés mettant en œuvre un lien point a point permettent d'approcher à la limite théorique de Shannon. Cependant, l'efficacité spectrale acquise par ce système ne satisfait pas aux contraintes de performances présentes et futures.

La technique des antennes multiples, plus connue sous le terme MIMO (Multiple Input Multiple Output) répond potentiellement a ces contraintes.

4.5.1. Description :

De récentes recherches en théorie de l'information ont montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmente linéairement avec le nombre d'antennes, dépassant considérablement la limite théorique de Shannon en apparence et ceci sans consommer de ressources radios supplémentaires. [17]

La figure 3.27 illustre un schéma général d'un système de transmission MIMO.

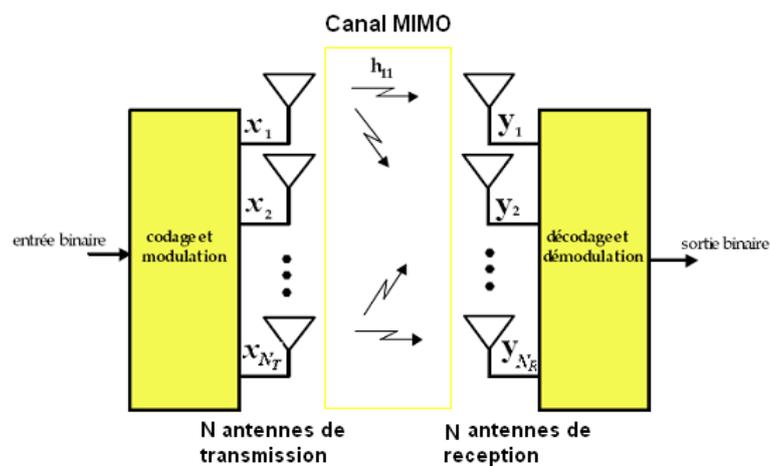


Figure 4.27 : Schéma général d'un système de transmission MIMO

Les systèmes multi-antennes figurent parmi les techniques modernes de communication les plus avancées d'augmentation de capacité et d'amélioration de la qualité de transmission [26]. Ils sont apparus dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [34]. Ces systèmes permettent ainsi d'augmenter le débit usager et de combattre efficacement les évanouissements et les interférences en exploitant la diversité produite par le canal MIMO (constitué de sous canaux) et cela sans changer la largeur de la bande alloué au signal ni sa puissance d'émission. [17] [34]

Ce sont des systèmes de communication équipés de plusieurs antennes aussi bien à l'émission qu'à la réception. Ces systèmes sont précédés par les systèmes mono-antennes connus sous la terminologie anglaise « point to point » ou SISO puis les systèmes dotés d'antennes de diversité seulement en réception appelé SIMO et les systèmes ayant une diversité uniquement en émission appelé MISO (voir figure 4.28). [26]

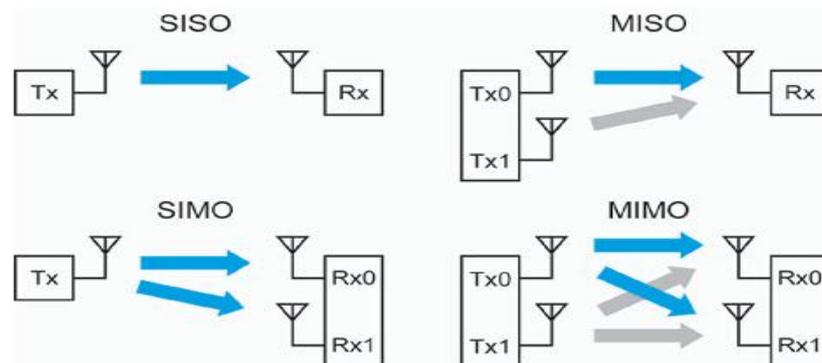


Figure 4.28: Les différents modes d'accès au canal [15]

4.5.2. Concept des systèmes multi-antennaires :

Il existe différents types de systèmes multi-antennaires, les systèmes SIMO (une antenne à l'émission, plusieurs antennes en réception), les systèmes MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception) et les systèmes MIMO. Le premier système multi-antennaires (MISO) a été réalisé par Marconi en 1901 afin d'accroître le gain de transmission pour une communication transatlantique. Ainsi il put émettre le signal Morse de la lettre S sur une distance de 3425km entre Poldhu (Angleterre) et St. John (Terre-Neuve). Les systèmes multi-antennaires ont évolué au cours du siècle dernier et sont en constante progression actuellement. Leurs bénéfices sont multiples : [33] [27]

b) Gain de densité (array gain) :

En utilisant plusieurs antennes, la sensibilité de détection du système multi-antennaire est augmentée ce qui accroît la portée du signal. Ainsi pour couvrir une grande surface où la densité de population est faible, il n'est plus nécessaire d'avoir une puissance de signal élevée grâce à la recombinaison des différentes répliques. C'est cette technique qui a été utilisée par Marconi.

b) Gain de diversité :

Le gain de diversité est obtenu grâce aux différents trajets empruntés par les signaux atteignant plusieurs antennes ou partant de plusieurs antennes. Le canal de propagation fluctue suivant les conditions du milieu et les fréquences. Un signal émis à une certaine fréquence peut être fortement affaibli par le canal, ce qui est appelé un évanouissement. Dans le cas SIMO, la diversité est exploitable facilement. Le récepteur combine les répliques reçues du même signal plus ou moins affaibli sur chacune des antennes. La valeur moyenne de l'évanouissement global est donc grandement réduite car la probabilité pour que tous les signaux soient affaiblis en même temps est faible. La diversité est équivalente au nombre de branches indépendantes du récepteur et est égale au nombre d'antennes en réception pour un SIMO. Elle représente la pente de la courbe de probabilité d'erreur binaire dans les hauts RSB (Rapport Signal sur Bruit).

f) Multiplexage spatial :

Le multiplexage spatial permet d'augmenter le débit de la transmission pour une même largeur de bande que le système original sans augmenter la puissance totale d'émission. Seul un canal MIMO rend possible le multiplexage spatial. Les données à émettre sur chaque antenne sont démultiplexées, c'est à dire que le flux de données initiales est réparti en n_T sous-flux. Chaque sous-flux est ensuite modulé et émis simultanément. Chaque signal est perturbé par des coefficients non-corrélés (dans le cas d'un canal non-corrélé) ce qui permet, avec la connaissance du canal au niveau du récepteur, de résoudre un système linéaire afin de retrouver chaque sous-flux. Le gain en débit est proportionnel au nombre de paires d'antennes émetteur-récepteur.

g) Réduction des interférences :

Dans les communications sans fil, le découpage en cellule permet de limiter l'interférence co-canal. Cependant n'étant pas nulle, elle perturbe quand même les systèmes. L'utilisation de multiples antennes rend la différenciation entre la signature spatiale du signal désiré et le signal du co-canal plus aisée ce qui réduit l'interférence. Comme pour le multiplexage spatial, la connaissance du canal au niveau du récepteur est nécessaire.

4.5.3. Les principes du MIMO :

Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels. Contrairement aux systèmes classiques, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système [34].

La propriété clef d'un système MIMO est sa capacité à tourner la propagation multi-trajets (traditionnellement un inconvénient) en un avantage, en d'autres termes les systèmes MIMO exploitent les trajets multiples plutôt que de les supprimer. [36]

Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les trois techniques de diversité qui sont: la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale.

a) diversité temporelle :

Utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (voir Figure 4.29).

Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondante. [35]

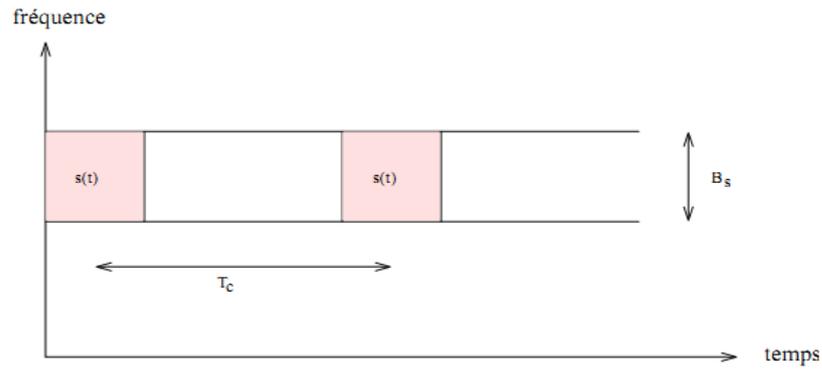


Figure 4.29 : Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles temporels.

b) diversité fréquentielle :

Efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (voir Figure 4.30).

La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo-aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus. [35]

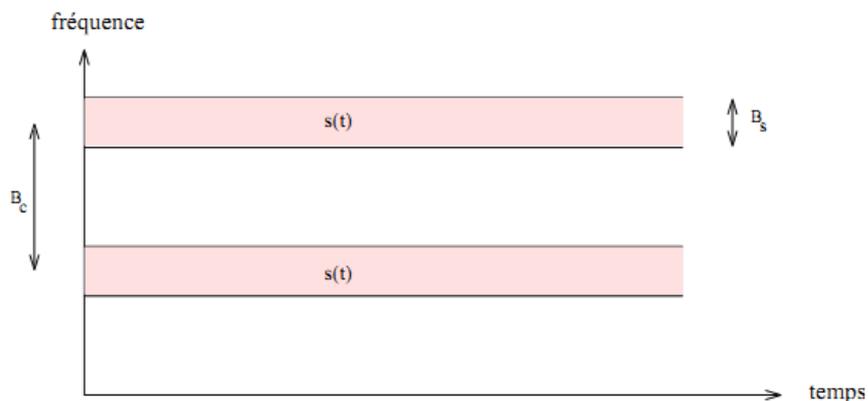


Figure 4.30: Le même signal est transmis sur plusieurs intervalles fréquentiels.

h) diversité spatiale :

Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi-trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée.

Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ . [35]

Donc, les techniques d'antennes multiples sont considérées comme la troisième forme de diversité après la diversité temporelle et fréquentielle. [26]

4.5.4. Modélisation des systèmes multi-antennaires :

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé MISO (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit SISO (Single Input Single Output). [34]

Afin de rendre plus compréhensible la modélisation des systèmes multi-antennaires, la limitation sera effectuée, ici, à un maximum de 2 antennes à l'émission pour le MISO et 2 antennes à la réception pour le SIMO, le principe étant identique pour un nombre d'antennes plus important. [33]

d) SIMO :

Le système SIMO est constitué d'une antenne en émission et de plusieurs antennes en réception (voir figure 4.31). Une fois que le signal est émis, plusieurs antennes en réception sont utilisées pour recevoir le maximum d'ondes (répliques). Cette technique permet de donner une diversité de réception. L'avantage de cette technique est de contourner les problèmes dus à l'évanouissement de l'onde [25].



Figure 4.31 : schéma représentatif du modèle SIMO.

Un système SIMO peut-être modélisé par un nombre d'équations équivalent au nombre d'antennes en réception [33] :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}s + n_1 \\ y_2 &= h_{21}s + n_2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

où : y_i est le signal reçu, h_{i1} est le gain du canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, n_i représente le bruit, et ce respectivement à la $i^{\text{ème}}$ antenne. s est le symbole complexe émis. Alors, le symbole peut être estimé par la combinaison linéaire suivante :

$$y = w_1 y_1 + w_2 y_2 = (w_1 h_{11} + w_2 h_{21}) s + w_1 n_1 + w_2 n_2 \quad (4.11)$$

où : w_1 et w_2 sont des gains complexes en réception.

Une solution possible pour affecter des valeurs à w_1 et w_2 est d'utiliser le **MRC** (**Maximum Ratio Combiner**), alors $w_1 = h_{11}^*$ et $w_2 = h_{21}^*$ avec h_{ij} le coefficient complexe du canal entre l'antenne de réception i et l'antenne d'émission j . [33]

e) MISO :

Le cas inverse au cas SIMO est le cas MISO (voir figure 4.32). Une seule équation suffit à modéliser ce système [33] :

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{11} \mathbf{w}_1 s + \mathbf{h}_{12} \mathbf{w}_2 s + \mathbf{n} \quad (4.12)$$

où : \mathbf{y} est le signal reçu.

Les coefficients \mathbf{w}_1 et \mathbf{w}_2 peuvent être choisis pour compenser l'atténuation du canal. Pour cela l'émetteur effectue une pré-égalisation grâce à la connaissance du canal à l'aide d'un retour d'information du récepteur vers l'émetteur. Une solution possible, appelée **MRT (Maximum Ratio Transmitter)** est de donner les valeurs suivantes aux coefficients:

$$\mathbf{w}_1 = \mathbf{h}_{11}^* \text{ et } \mathbf{w}_2 = \mathbf{h}_{12}^* \quad (4.13)$$



Figure 4.32 : schéma représentatif du modèle MISO.

f) MIMO :

Le système MIMO général utilisé ici est un système ayant n_T antennes d'émission et n_R antennes de réception (voir figure 4.33), que nous désignons par la suite par MIMO (n_T, n_R).



Figure 4.33 : schéma représentatif du modèle MIMO.

Le signal reçu sur l'antenne i ($i = 1, \dots, n_R$) est la somme des contributions des symboles émis $\{s_1, \dots, s_{n_T}\}$ multipliée par le gain complexe $\mathbf{h}_{i j}$ des liaisons correspondantes [33] :

$$y_i = \sum_{j=1}^{n_T} h_{ij} s_j + n_i \quad (4.14)$$

La figure 4.34 présente le modèle d'un système MIMO avec le démultiplexage (mise en parallèle de données séries) des symboles s_j sur chaque antenne et le multiplexage (mise en série des données parallèles). [33]

L'équation (4.14) peut être réécrite d'une manière matricielle afin de la rendre plus synthétique :

$$y = H s + n \quad (4.15)$$

où : $y = [y_1 \dots y_{n_R}]^T$, $s = [s_1 \dots s_{n_T}]^T$, $n = [n_1 \dots n_{n_R}]^T$.

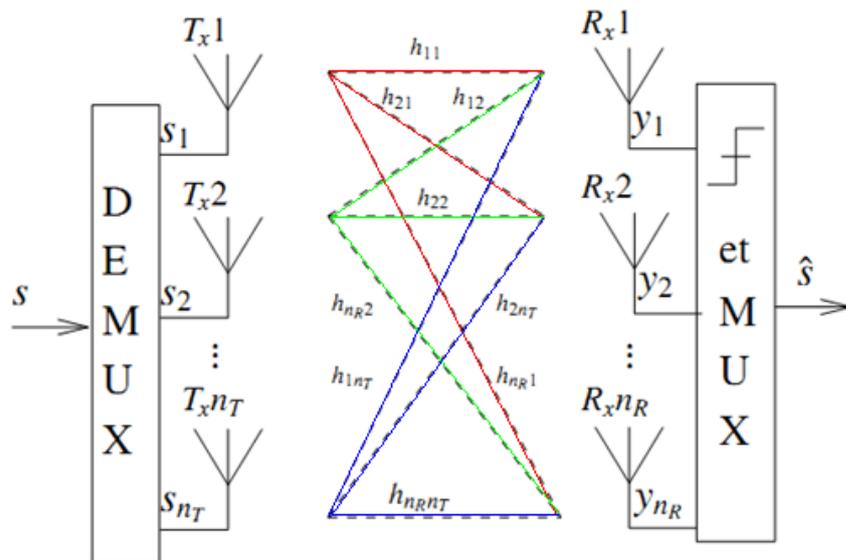


Figure 4.34: Schéma d'un système MIMO

La matrice du canal est donnée par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R 1} & \dots & h_{n_R n_T} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Avec h_{ij} le coefficient complexe du canal (le gain du canal) entre la i^{eme} antenne d'émission et la j^{eme} antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux. [33] [34]

Remarque : L'utilisation de plusieurs antennes aussi bien en émission qu'en réception même si elle attire toujours les chercheurs et présente de bonnes performances semble difficile à implémenter aux niveaux des terminaux portables. Deux raisons expliquent cette inconvénient. Il s'agit d'une part, de la taille de plus en plus petite des téléphones portables alors qu'une distance minimale entre les antennes est requise pour minimiser la corrélation entre elles. D'autre part, il y a l'accroissement de la consommation en énergie compte tenu de l'élévation du débit. [26]

4.5.5. MIMO-OFDM :

La combinaison des systèmes MIMO avec l'OFDM (voir figure 4.35) est considérée comme une solution prometteuse d'augmentation de la capacité des systèmes de communication sans fil et de résistance aux phénomènes de trajets multiples. En effet cela résulte en une diversité à la fois temporelle, fréquentielle et spatiale minimisant la possibilité d'évanouissement simultanée de plusieurs canaux indépendants. [26]

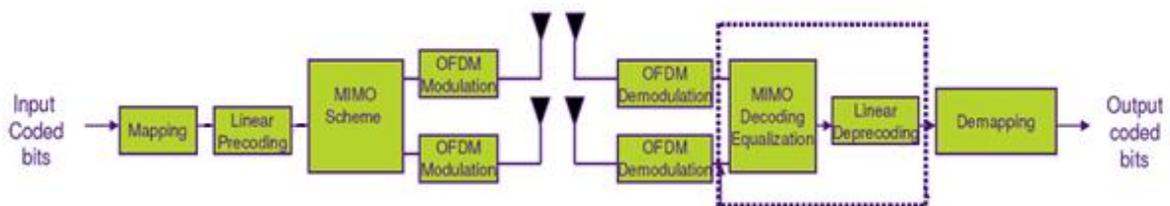


Figure 4.35 : Principe d'un système MIMO-OFDM

4.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié les méthodes d'accès du canal downlink dans norme 3GPP-LTE. Nous avons débuté par l'étude de la technique d'accès multiple OFDM qui réduit les effets néfastes du canal sur le signal. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la technique OFDMA proposée à être utilisée sur la voie descendante de l'accès radio LTE et qui est dérivée de l'OFDM. Et finalement, nous avons présenté la technique MIMO qui a été associée à cette dernière pour augmenter la capacité du canal et améliorer la qualité de transmission.

Dans le dernier chapitre, nous donnerons les résultats de la simulation de la chaîne de transmission de la liaison descendante de la norme 3GPP-LTE en mode MISO.

Chapitre 5 Simulation et interprétation des résultats

5.1. Introduction :

Les systèmes de transmission numérique véhiculent l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore, dans le cas de la téléphonie mobile la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Dans ce chapitre on va essayer de réaliser sous simulink du Matlab une chaîne de transmission MISO pour le standard 3GPP LTE en Downlink.

5.2. Rappel sur les chaînes de transmission :

5.2.1. Le schéma synoptique d'un système de transmission :

Le schéma synoptique d'un système de transmission numérique est donné à la figure 5.1 où l'on se limite aux fonctions de base :

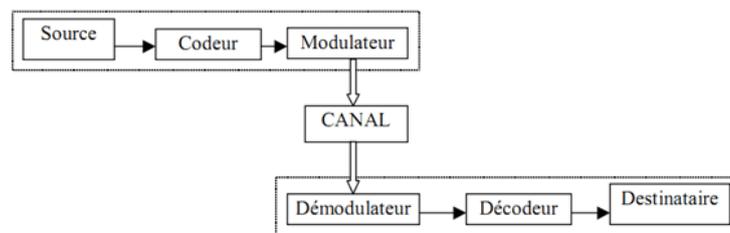


Figure 5.1 : schéma synoptique de transmission numérique

- La source émet un message numérique sous la forme d'une suite d'éléments binaires.
- Le codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou codage de source), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (codage de canal)
- La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.

- Enfin, du côté récepteur, les fonctions de démodulation et de décodage sont les inverses respectifs des fonctions de modulation et de codage situées du côté émetteur.

5.2.2. Quelques rappels importants pour la simulation :

a) Définitions du BER (Bit Error Rate):

Les modulations numériques sont évaluées grâce aux taux d'erreur par bits (TEB), il permet de chiffrer l'influence de bruit (grâce au rapport signal sur bruit ou l'efficacité de la puissance) pour chaque modulation il est défini de la manière suivante :

$$TEB = \frac{\text{Nbr de bits érronées}}{\text{Nbr de bits envoyée}} \quad (5.1)$$

b) Canal de propagation Rayleigh :

Les canaux de Rayleigh ou le gain complexe du canal est un processus aléatoire Gaussien complexe, par exemple les communications radio mobiles à faible débit. Les canaux sélectifs non stationnaires, qui comportent un ensemble discret ou continu de canaux de Rayleigh associés à des temps de propagation différents. Ils peuvent être représentés par un filtre linéaire non stationnaire, par exemple les communications radio mobile à haut débit.

c) canal de propagation AWGN :

Le canal AWGN ajoute le bruit blanc au signal d'entrée et les signaux de sortie peuvent être vrais ou complexe. Le bruit blanc gaussien additif est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électronique.

5.3. Simulation de la chaîne de transmission:

5.3.1. La chaîne de transmission en mode SISO :

Avant de réaliser la chaîne de transmission en mode MISO nous allons parler de la chaîne de transmission en mode SISO :

a) L'organigramme de la simulation OFDMA pour le mode SISO

La simulation se fait à l'aide l'organigramme suivant :

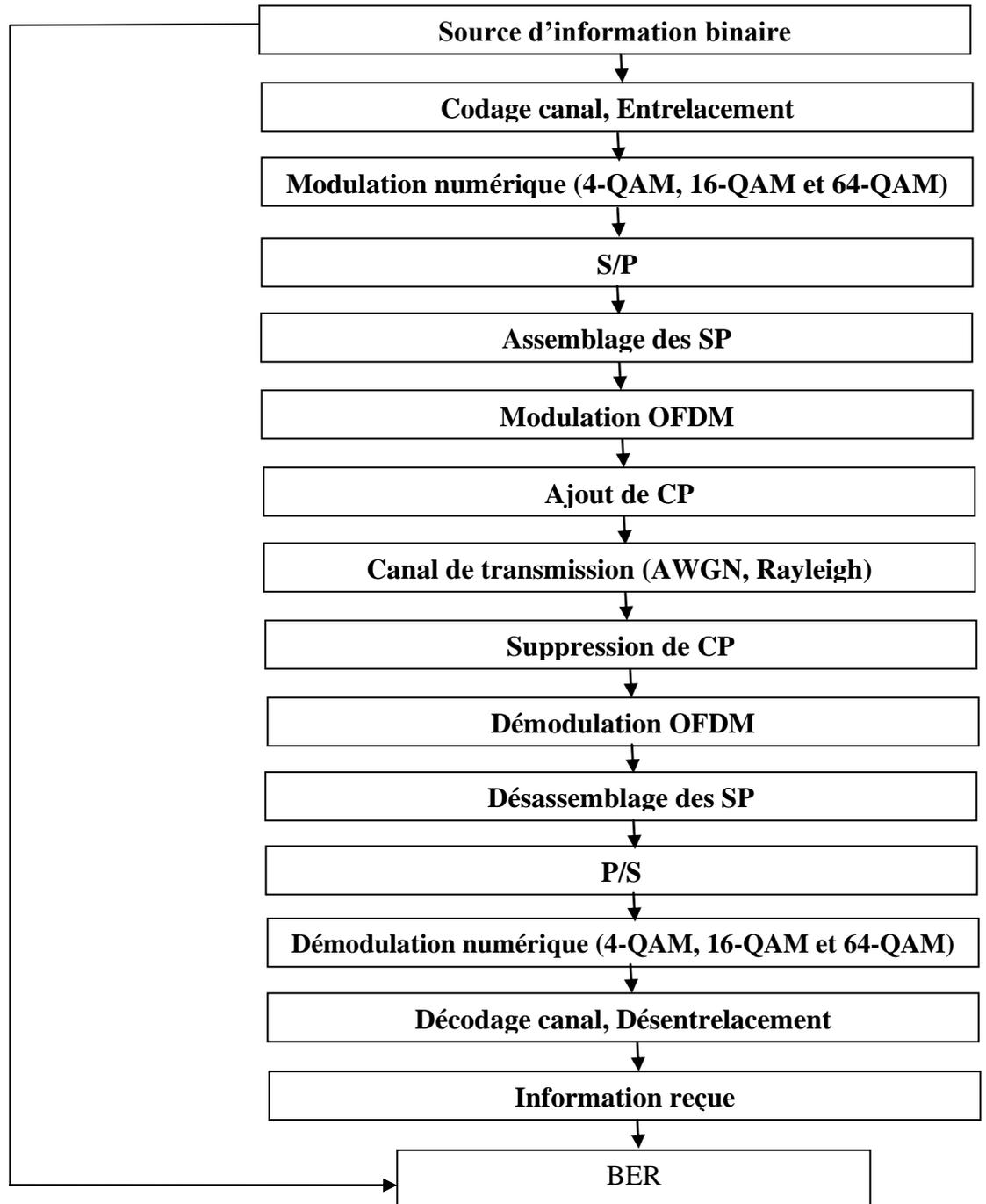


Figure 5.2 : Organigramme de la chaîne de transmission OFDMA en mode SISO

b) La réalisation de la chaine de transmission de la norme LTE dans la voie descendante ‘DL’ en mode SISO :

Pour cela nous allons utiliser le Simulink de Matlab R2009b :

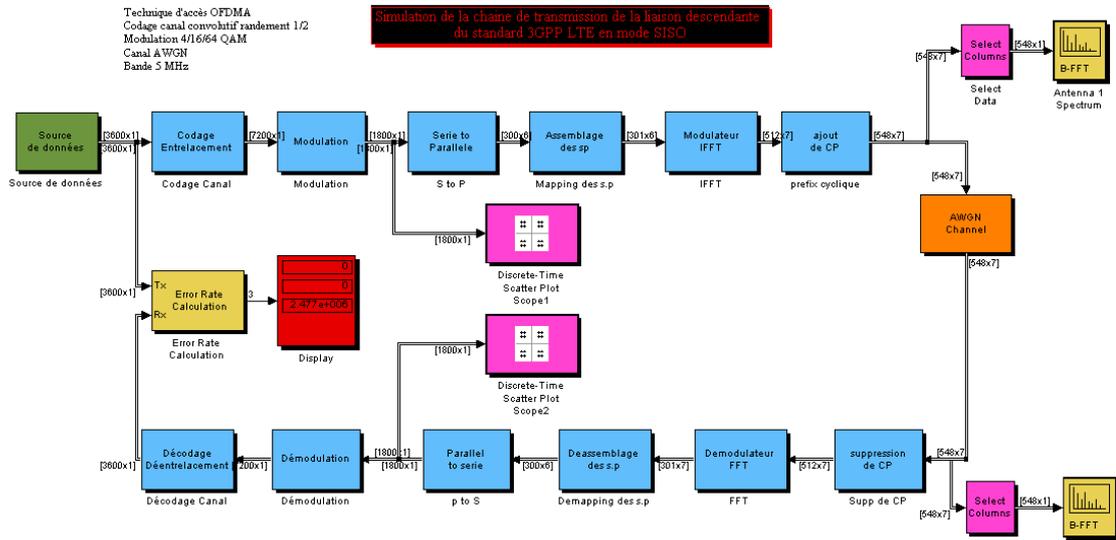


Figure 5.3 : chaine de transmission SISO de la liaison descendante

c) La conception de la chaine et les résultats de la simulation :

La conception de la chaine est la suivante :

c-1) L'émission :

✦ **Source d'information binaire :** le bloc utilisé pour générer les bits envoyer est le bloc **Bernoulli Binary** (voir figure 5.4). Pour les paramètres de ce bloc, comme on a vu dans le quatrième chapitre (tableau 4.2) pour une bande passante de 5 Mhz le nombre de ressource bloc est 25 et le nombre des sous porteuses est bien 301 donc le nombre de bit qu'il faut envoyer dépend de la modulation. Le tableau 5.1 montre le nombre de bits envoyés pour chaque modulation.

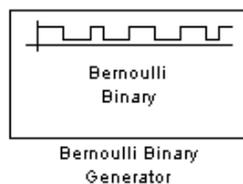


Figure 5.4: bloc Bernoulli binary generator

Conclusion générale :

Le monde de technologie mobile offre une innovation permanente. Ainsi les déploiements de la 3,5G (HSPDA/HSUPA) sont à peine initiés, que les organismes de normalisation planchent déjà sur la génération suivante.

Le 3GPP qui a déjà fixé toute la gamme de la téléphonie mobile fondée sur le monde des télécommunications, travail sur le concept du Long Term Evolution (LTE) afin d'offrir un système de communication dont les temps de latences seront faibles, des débits plus importants, et un bon niveau de QoS pour ses abonnés, ainsi, qu'une meilleur efficacité spectrale en introduisant de nouveaux schémas de codage radio très sophistiqués. 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.

Dernièrement, et seulement en Europe, cette technologie prise en charge surtout par Alcatel commence à prendre de l'avance par rapport au WiMAX. Cependant, le déploiement à grande échelle est freiné par le coup induit par l'incompatibilité avec les équipements UMTS déjà fonctionnels.

Dans le cadre de ce projet, nous avons fait l'étude et la simulation d'un système de communication numérique basé sur les spécifications de la norme LTE. Notre travail a été sur la liaison descendante de l'accès radio LTE qui utilise la technique de multiplexage OFDMA associé à la technique multi antenne MISO (Multiple Input Single Output).

Dans la première partie du travail, nous avons présenté les concepts de base des réseaux mobiles, leurs évolutions et leurs caractéristiques. Ainsi, nous avons rappelé les différentes méthodes d'accès multiples et les modes de duplexage utilisés tout au long de l'évolution des réseaux mobiles. Ensuite, nous nous sommes intéressées dans le deuxième chapitre à présenter le réseau EPS qui est composé de deux parties, la première qui est le réseau d'accès radio LTE (EUTRAN) et la deuxième qui est le réseau cœur évolué EPC appelé SAE. Nous avons défini chaque partie indépendamment, ses caractéristiques, et les entités qui lui sont associés.

Nous avons consacré le troisième chapitre à l'étude des phénomènes de propagation radio fréquence. Nous l'avons entamé par une définition des concepts généraux sur le canal de propagation. Ainsi, nous avons donné des notions sur les trois principaux aspects gênants lors de la transmission sur un canal radio mobile qui sont le bruit additif, les multi trajets et l'effet Doppler. Cela nous a amené à expliquer les phénomènes d'évanouissement et de sélectivité, et leurs impacts sur l'information transmise. Et enfin, nous avons terminé par citer les types de canaux issus de la combinaison de ces deux phénomènes.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié les méthodes d'accès du canal downlink dans la norme 3GPP LTE. Pour cela, nous avons débuté par l'étude de la technique d'accès multiple OFDM qui corrige les imperfections du canal. En suite, nous avons passé à la technique OFDMA qui est utilisée sur la voie descendante pour la norme LTE. Ainsi, nous avons présenté les techniques multi antennaires MIMO qui permettent d'exploiter efficacement les ressources radio disponibles.

Bibliographie :

- [1]. **Rapport De Projet De Fin d'étude** : « Développement de Modèles de Trafic et de Mobilité dans les réseaux Radio Mobiles de 3ème et 4ème Générations», B.BOUSSETTA, ESC ; Tunis, 2004/2005.
- [2]. **Livre** : « UMTS releases 6,7 et 8, HSUPA, MBMS et LTE/E-UTRA inclus 3^e édition revue et augmentée», J.SANCHEZ, M. THIOUNE; Lavoisier 2008.
- [3]. **Thèse de magistère** : « Synchronisation du code PN dans les systèmes à accès multiple MC-DS-CDMA Avec modulation multi porteuses», Billel BOUCHEMAL ; Univ Constantine.
- [4]. **Livre** : « Réseaux Internet, Téléphonie et Multimédia », Daniel Hardi, Guy Malléus, Jean-Noel Méreur.
- [5]. **These** : «Apport du chaos pour la transition sécurisée dans les systèmes DSCMA », Oukaci Mouhamed, université de blida, 2009.
- [6]. **Article** : « cours OFDM », (<http://radio-electronics.com>)
- [7]. **Rapport de projet de fin d'études** : « Etude des mécanismes de Handover inter-système UMTS – WiMAX », Zied FETOUI , ESC ; Tunis, 2004/2005.
- [8]. **Thèse Master** : « LTE : Long Term Evolution », Mei Chenfei , Zhang Yaoliang, Université de science et technologie de Lille, 2008.
- [9]. **Article** : « LTE+SAE=EPS ,Principe et Architecture », Tutoriel EFORT dédié à EPS, ([http :WWW.efort.com.](http://WWW.efort.com))

- [10]. **Thèse doctorat** : « Gestion de la mobilité, de la qualité de service et interconnexion de Réseaux mobiles de nouvelle génération », Tarek Bchini, Université de Toulouse ,2010
- [11]. **Thèse doctorat** : « Architecture configurable pour un équipements Radio Multi standard », Laurent Alaus , Université de Rennes 1
- [12]. **Article**: «3GPP Long Term Evolution /system Architecture Evolution Overview », Ulrich Barth ,2006
- [13]. **Thèse master** : « Utilisation de la compression des entêtes dans les réseaux cellulaires de type 4G (LTE/SAE) », VU DINH Dau, IFI, CESSON-SÉVIGNÉ, FRANCE, septembre 2009
- [14]. **Article** : « 3G LTE Tutoriel », (<http://radio-electronics.com/>)
- [15]. **Article**: « Agilent 3GPP Long Term Evolution , System Overview ,Product development and test challenges ».
- [16]. **Article**: « Handover Within 3GPP LTE :Design Principles and performance », (ERISSON Research),2009.
- [17]. **Article** : « 3GPP-LTE, Norme candidate pour la standardisation 4G LTE ADVANCED », M.Moussaoui Mohamed ,ENSA ,TANGER ,Tunis ,2010.
- [18]. **Thèse ingénieur** : « Etude et Simulation d'une liaison de téléphonie mobile 3GPP LTE », SALEM .Med .A et Med Abdelwahed , Université de Blida , 2010.
- [20]. **Article** : « Modulation Multiporteuses », Anick le Glaunec.
- [21]. **Thèse doctorat** : « Etude Paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application aux Système Hiper LAN / 2 », Chartois Yannick , L'ENST Bretagne , 2006.

- [22]. **Thèse doctorat** : « Ecrêtage Inversible pour l'amplification non linéaire des signaux OFDM dans les terminaux mobiles », Salvatore Ragusa , Université de Joseph Fourier, France, 2006.
- [23]. **Thèse doctorat** : « Accès Multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires Post 3G : Allocation de ressources et ordonnancement », Carle lengoumbi ,ENST de Paris ,2008.
- [24]. **PFE ingénieur** : « Développement d'un outil de planification et dimensionnement de réseau WIMAX », Ould Bamba Med Abdel Fallah , E.S.C de Tunis , 2007
- [25]. **Thèse doctorat** : « Conception et Réalisation d'un système de télécommunication MIMO avec Formation Numérique de faisceau en conception , Calibrage Aveugle du démodulateur triphasé Zéro-IF et comparaison du démodulateur classique à 2 voies I et Q » , Kais Mabrouk , Paris , 2008
- [26]. **Thèse doctorat** : Architecture des Systèmes Multi- Antennes et estimation du Canal », Ahmed Dooguy Kora, Université de Limoges et D'ABOMEY – Calavi , Novembre 2007.
- [27]. **Thèse Ingénieur** : L'Etude et Simulation des Systèmes multi-Antennes MIMO associées à la modulation Multi porteuses de type OFDM », Tatai Mohamed Farouk , Bouaziz Tarek, Université de Blida , 2010
- [28]. **Thèse** : 3GPP LTE Interface Radio long Term Evolution : Single Carrier », KETA-WAPOUTOU & Iskil Mousse, ENST , Paris , Février 2007.
- [29]. **Article** : « Overview of the 3GPP long term Evolution Physical Layer », Jim Zyren , Freexale , 2007
- [30]. **Article** : « Single Carrier FDMA in LTE », REVA, Novembre 2009 (915-2725-01)

- [31]. **Thèse Master** : « Impact de la répartition Temporelle des Composantes Multi-Trajets sur les performances des Signaux DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) », David Bouvry , Polyteck MONS , BRUXE LLES, Juin 2010.
- [32]. **Thèse Ingeniorat** : « Optimisation de L'Allocation des sous –Porteuses en WIMAX», Moez TAALLAH , 2006 , ESC ,TUNIS
- [33]. **Thèse doctorat** : « Performances Théoriques de Système MIMO Pré- égalisés et Application avec un Simulateur de propagation 3 D » ,
Jonathan LETESSIER ,Université de Bretagne Occidentale ,novembre 2005.
- [34]. **Thèse doctorat** : « Etude Théoriques et expérimentales de Systèmes de Transmissions MIMO –OFDM . Mesures Actives en environnement réels et maîtrisés dans un contexte WIMAX »,
Adil BELHOUIJ , Université de LIMOGES , Octobre 2009
- [35]. **Thèse doctorat** : « optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes »,
Olivier Berder, Université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.