

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF
UFAS (ALGERIE)**

MEMOIRE

Présenté à la Faculté des sciences de l'ingénieur
Laboratoire d'Instrumentation Scientifique (LIS)

Département de l'électronique
Pour l'obtention du diplôme de

MAGISTER ELECTRONIQUE

Option : communication

Par

MR : Touhami Ridha

Thème

***DEVELOPPEMENT D'UN MODEL OFDM POUR LA 4^{ème}
GENERATION DU MOBILE DE COMMUNICATION***

Soutenu le :devant la commission d'examen :

PR : F. DJAHLI	Prof à l'université de sétif	Président
Dr: D. SLIMANI	M.C à l'université de sétif	Rapporteur
PR : N. BOUZIT	Prof à l'université de sétif	Examineur
PR : A. MERZOUKI	Prof à l'université de sétif	Examineur
Dr : N. BOUKEZZOULA	M.C à l'université de setif	Examineur

Résumé :

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects : des besoins croissants de débit, le caractère mobile du terminal, un contexte d'encombrement de la ressource spectrale. Les modulations à simple porteuse (MDA, MDF, MDP-2, MDP-4 et MAQ-M) qui sont utilisées dans la 1^{ère}, 2^{ème} et la 3^{ème} générations du mobile de communication ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal. Dans ce mémoire, la technique de la modulation à multi-porteuses (OFDM) (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à été adaptée pour répondre aux problèmes posés. L'OFDM est promue d'être comme un élément principal dans le développement de la 4^{ème} génération du mobile qui sera commercialisé en 2010, une application de l'OFDM sur la 4G du mobile a été réalisée. Grâce à l'utilisation d'algorithmes FFT et IFFT rapides, ceci facilite l'implantation numériques de l'OFDM. Un programme sous l'environnement de MATLAB a été développé. Les résultats de simulation obtenus en utilisant la technique OFDM montrent bien que nous avons obtenus un recouvrement complet du train binaire de données originales émises en entrée.

Mots-clés: Mobile, Système cellulaire, OFDMA, Optimisation, Débit.

Abstract:

The evolution of digital communication systems articulates around a several aspects: the needs of increasing flow, the mobile character of terminal, a context congestion of spectrum. The single-carrier modulations (ASK, FSK, BPSK, QPSK and M-QAM) which are used in the 1st, 2nd and 3rd generation of mobile communication don't respond optimally to these needs, in reason of frequency-selective of channels and Multipath can borrow a same signal. In this thesis the technique of modulation multi-carrier (OFDM) (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) was adapted to respond on the posed problems. OFDM is being promoted as a principal element in the development of the 4G of mobile which will be commercialized in 2010, an application of the OFDM was realized. Due to the use of the algorithms FFT and IFFT rapid that facilitates the implementation digital of the OFDM. A program with MATLAB environment was developed. The simulation results obtained using the OFDM technique show that we have achieved complete recovery from the bit stream of the original data entry issued

Keywords: Mobile, cellular system, OFDMA, optimization, Debit.

ملخص:

إن تطور أنظمة الاتصالات الرقمية يرتكز حول العديد من الجوانب: الاحتياج إلى الزيادة في التدفق، خاصية التنقل، للنهيات الطرفية، الازدحام في الموارد الطيفية. إن التضمينات أحادية الحاملات (ASK, BPSK, FSK, M-QAM) والمستخدم في الجيل الأول والثاني والثالث للاتصالات المتنقلة لم تسمح بالإجابة على الوجه الأمثل لهذه الاحتياجات، بسبب تواتر الانتقائية في القنوات والطرق المتعددة التي يمكن أن تتخذها نفس الإشارة. في هذه المذكرة، تقنية التضمين متعدد الحاملات OFDM تم تكييفها لحل المشاكل المطروحة، إن تقنية OFDM تعتبر كعنصر رئيسي في تطوير الجيل الرابع في الاتصالات المتنقلة التي سوف تسوق سنة 2010، لقد أجرينا تطبيقاً لهذه التقنية على الجيل الرابع للجوال. إنه بفضل استخدام الخوارزميات FFT و IFFT والتي تسهل التنفيذ الرقمي للـ OFDM تم إنشاء برنامج بواسطة البرمجة على البرنامج MATLAB. نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها باستخدام تقنية OFDM تظهر أننا قمنا باسترجاع البيانات الرقمية التي أرسلت في المدخل.

كلمات المفتاح: الجوال، النظام الخلوي، OFDM، التحسين، التدفق.

SOMMAIRE

Liste des tables.	vi
Liste des figures.	vii
Glossaire.	ix
Introduction générale	01

Chapitre 01: Le réseau mobile

1.1 Introduction	04
1.1.1 Historique	04
1.1.2 Évolution technologique.	05
1.2 La technologie GSM	06
1.2.1 Le concept cellulaire.	06
1.2.1.1 Réutilisation des ressources.	09
1.2.1.2 Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit.	09
1.2.2 Synthèse des principales caractéristiques du GSM.	10
1.3. Architecture du réseau.	13
1.3.1 Le sous-système radio	15
1.3.1.1 Le mobile	15
1.3.1.2 La station de base (BTS)	17
1.3.1.3 Le contrôleur de station de base (BSC)	19
1.3.2 Le sous-système réseau	19
1.3.2.1 Le centre de commutation mobile (MSC).	20
1.3.2.2 L'enregistreur de localisation nominale (HLR)	20
1.3.2.3 L'enregistreur de localisation des visiteurs (VLR)	22

1.3.2.4 L'enregistreur des identités des équipements (EIR)	22
1.3.3 Le centre d'exploitation et de maintenance.	23
1.3.4 Fonctionnement du mobile.	23
1.3.4.1 Le mobile vis-à-vis du NSS	24
1.3.4.2 Localisation	26
1.3.5 L'acheminement des appels entre le réseau fixe et le réseau GSM.....	26
1.4. Description du canal physique.	27
1.4.1 Multiplexage fréquentiel.	27
1.4.2 La modulation	28
1.4.3 Multiplexage temporel	29
1.4.4 Mécanismes de protection contre les interférences radioélectriques	31
1.4.4.1 Le saut de fréquences ou Frequency Hopping	31
1.4.4.2 Décalage temporel des envois	33
1.4.4.3 Le codage	33

Chapitre 02: Evolution du réseau de mobile

2.1 Introduction	34
2.2 Extension vers le GPRS.....	35
2.2.1 Services offerts	35
2.2.1.1. Support des services	35
2.2.1.1.1 Priorité	36
2.2.1.1.2 Fiabilité.....	36
2.2.1.1.3 Délai	37

2.2.1.1.4 Débits	37
2.2.1.2 Les terminaux mobiles	39
2.2.1.2.1 Classe des terminaux	40
2.2.1.2.2 Capacité multi-slot	40
2.2.2 Le GPRS dans le réseau GSM	41
2.2.2.1 couches protocolaires GPRS	43
2.2.2.1 Récapitulatif	45
2.2.3.1 Canaux logiques GPRS.....	46
2.3 Identification et localisation GPRS.....	47
2.3.1 Identifiants GPRS.....	47
2.3.2 Etats du mobile GPRS.....	47
2.3.3 Localisation GPRS.....	49
2.4 Etablissement de connexion GPRS.....	50
2.4.1 Notion de contexte PDP.....	50
2.5 Du GPRS à l'UMTS.....	51
2.5.1 L'EDGE.....	52
2.5.2 L'UMTS.....	52

Chapitre 03: Principe de l'OFDM

3.1 Introduction	53
3.1.1 Historique de l'OFDM.	54
3.2 Canal à trajets multiples.....	58
3.2.1 Caractéristiques du canal multitrajet	59
3.2.1.1 Atténuation	60
3.2.1.2 La sélectivité en fréquence d'un canal	61

3.2.1.3	Effet des trajets multiples.....	62
3.2.1.3.1	Effet des retards supposés indépendants du temps	63
3.2.1.3.2	Effet Doppler.....	64
3.3	Principe des modulations multi-porteuses.....	66
3.3.1	Notions d'orthogonalité.....	67
3.3.1.a	Rappel mathématique	67
3.3.1.b	Application au procédé OFDM: L 'orthogonalité temporelle	67
3.3.1.c	Application au procédé OFDM: Orthogonalité fréquentielle ..	68
3.3.2	Principe de la modulation	69
3.3.3	Principe de la démodulation.....	74
3.3.4	Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes.....	75
3.4	Problème des interférences	79
3.4.1	Interférence entre symboles	79
3.4.2	Interférence entre sous-canaux.....	80
3.5	Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadrature	83
3.5.1	Les constellations MAQ-M.....	84
3.5.2	Modulation et démodulation.....	85
3.5.3	Efficacité spectrale	86
3.6	Exemples d'Application de l'OFDM.....	88
3.6.1	ADSL.....	88
3.6.2	DAB (Digital Audio Broadcasting)	89
3.6.3	DVB-T Terrestrial Digital Video Broadcasting.....	90
3.6.4	IEEE 802.11g.....	91
3.6.5	IEEE 802.11h.....	91
3.7	Avantages et Inconvénient de l'OFDM.....	91
3.7.1	les Avantages	91

3.7.2 Inconvénient de l'OFDM.....	92
-----------------------------------	----

Chapitre 04: simulation et résultats

4.1 Introduction.....	94
4.2 Développements d'un signal OFDM..	94
4.3 Développement de l'OFDM en utilisant FFT et IFFT	98
4.3.1 Modulation et transmission du signal	98
4.3.1.1 Résultats et interprétation	101
4.3.1.1.1 Génération des Données	101
4.3.1.1.2 Conversion série parallèle	102
4.3.1.1.3 Transformée de Fourier Inverse (IFFT)	103
4.3.1.1.4 Définition des sous-porteurs	104
4.3.2 Réception et démodulation du signal	108
4.3.2.1 Résultats et interprétation	110
4.4. Application de l'OFDM sur la4G du mobile	111
4.4 Conclusion et perspectives	115
Conclusion générale	116
Bibliographie	117

Liste des tables

Tableau 1.1: Comparaison des systèmes GSM et DCS-1800.....	12
Tableau 1. 2 : Liste des informations contenues dans une carte SIM	16
Tableau 2.1: les trois classes pour les trois probabilités dans une trame SDU ..	36
Tableau 2.2: le délai moyen et maximum pour SDU 128 et1024 octets.....	37
Tableau 2.3: Le débit atteignable sur un TS	39
Tableau 2.4: Différentes classes de mobiles.....	41
Tableau 2.5 : Les canaux logiques GPRS.....	46
Tableau 3.1: L'atténuation typique dans un canal radio.....	61
Tableau 3-2: Le débit binaire et l'efficacité spectrale pour MAQ-M.....	88
Tableau3.3 :les paramètres et modes DAB	90
Tableau 3.4:Les deux modes définis dans l'DVB-T	90
Tableau 4.1 paramètres utilisées dans la modulation de l'OFDM.....	104
Tableau 4.2 paramètres de l'OFDM pour 4G	113

Liste des figures

Figure 1.1: Représentant un motif élémentaire.....	7
Figure 1.2: Architecture du réseau GSM.....	14
Figure 1.3 : Exemples des antennes GSM (BTS).....	18
Figure 1.4 : Création d'un signal modulé par GMSK	29
Figure 1.5 : Organisation des multiples de trames	30
Figure 1.6 : Principe du saut de fréquence	31
Figure 2.1: Trame de niveau 2 avant et après traitement	38
Figure 2.2: Intégration du réseau GPRS dans le réseau GSM.....	41
Figure 2.3: Couches protocolaires des échanges de données en GPRS.....	43
Figure 2.4: Encapsulation réalisée par ces différentes couches	45
Figure 2.5: Les états de mobile GPRS.....	46
Figure 2.6: Notions de RA et LA.....	49
Figure 3.1: Signaux multi-trajets	59
Figure 3.2: Fonction de transfert d'un canal comportant un retard.....	60
Figure 3.3:Variation de La fonction de corrélation.....	63
Figure 3.4:Réception des signaux par un mobile.	65
Figure 3.5: Spectre Doppler et sa transformée de Fourier	66
Figure 3.6: Exemple d'une base orthogonale.....	67
Figure 3.7: Spectre d'un signal OFDM.....	69
Figure 3.8 : schéma de principe d'un modulateur.....	71
Figure 3.9 : Spectres des différentes porteuses	72
Figure 3.10 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	72
Figure 3.11 : Schéma de principe du modulateur OFDM.....	74
Figure 3.12 : chaîne de transmission	76
Figure 3.13: Démodulateur utilisant la FFT.....	77
Figure 3.14: Modulateur utilisant la IFFT.....	78
Figure 3.15 : Spectre du signal OFDM.....	78
Figure 3-16 : Insertion du préfix.....	80
Figure 3-16 : Insertion du préfix.....	83
Figure 3-16 : Insertion du préfix.....	84

Figure 3-19 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64.....	86
Figure 3-20 : Modulateur MAQ-M	87
Figure 4.1 : Schéma de principe du modulateur OFDM.....	95
Figure 4.2 :Organigramme du modulateur OFDM.....	96
Figure (4-3) : Spectres des différentes porteuses.....	97
Figure (4.4) : Spectre du signal OFDM.....	97
Figure 4.5 :Schéma de bloc de l'émetteur de l'OFDM.....	99
Figure 4.6 :Organigramme de modulation	99
Figure 4-7-a: La sortie du bloc MAQ (Constellations MAQ-4).....	101
Figure 4-7-b: La sortie du bloc MAQ (Constellations MAQ-16).....	102
Figure 4-8:Représentation des sous-porteuses.....	105
Figure 4-9: Densité spectrale de puissance du signal OFDM.....	106
Figure 4-10 : La réponse temporelle du signal OFDM.....	106
Figure 4-11: La réponse fréquentielle du signal OFDM	107
Figure 4-12: La réponse temporelle du signal OFDM	107
Figure 4.13 : Le schéma bloc de récepteur de l'OFDM.....	108
Figure 4-14: Organigramme de démodulateur OFDM.....	109
Figure 4.15 : Représentation du signal $F(t)$.....	110
Figure 4-16: Représentation des sous-porteuses après démodulation.....	111
Figure 4-17 : Les symboles MAQ-4 après la démodulation.....	111
Figure 4-18: densité spectrale de puissance du signal OFDM pour la 4G.....	114
Figure 4-19 : La réponse temporelle du signal OFDM pour la 4G.....	114

Glossaire

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line

AMPS: Advanced Mobile Phone Service

ASK : Amplitude Shift Keying

AuC: Authentication Center

BER: Bit Error Rate

BSC: Base Station Controller

BTS: Base Transceiver Station

CA : Cell Allocation

CEPT : Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications

CDMA: Code Division Multiple Access

DAB : Digital Audio Broadcasting

DCS: Digital Communication System

DVB: Digital Video Broadcasting

DVB-T: Terrestrial Digital Video Broadcasting

EDGE: Enhanced Data Rates for Global Evolution

EIR: Equipment Identity Register

ETSI: European Telecommunications Standards Institute

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FFT: Fast Fourier Transform

FH: Frequency Hopping

FM: Frequency modulation

GMSC: Gateway Mobile Switching Center

GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying

GPRS: General Packet Radio Service

GSM: Global System for Mobile communication.

HLR: Home Location Register

HSN: Hopping Sequence Number

IMEI: International Mobile station Equipment Identity

IMSI: International Mobile Subscriber Identity

ICI: Inter Carrier Interference

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

ISI: Inter Symbol Interference

IS-95: Interim Standard 95

LLC: Logical Link Control

MSISDN: Mobile Station ISDN Number

MSC: Mobile Switching Center

MC-CDMA: Multicarrier CDMA

MCM: Multi-Carrier Modulation

NMT: Nordic Mobile Telephones

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PDA: Personal Digital Assistant

PDC: Personal Digital Cellular

PIN: Personal Identification Number

PSK: Phase Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude modulation

RITA: Réseau intégré des transmissions automatiques.

RTC: Réseau Téléphonique Commuté

SIM :Subscriber Identity Modul

SNDCP: Sub-Network Dependent Convergence Protocol

TA: Timing Advance

TDMA: Time Division Multiple Access

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

USF: Uplink Status Flag

VLR: Visitor Location Register

WLAN: Wireless Local Area Network

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de communications mobiles sont souvent classifiés de différentes générations selon les services offerts. La première génération comprend le système analogique à accès multiple par répartition en fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access) tels que la NMT et AMPS (Advanced Mobile Phone Services).

La deuxième génération est constituée par le premier système numérique de communication mobile tel que le (Time Division Multiple Access) (TDMA) sur la base GSM (Global System for Mobile Communication), D-AMPS (Digital AMPS), PDC et le (Code Division Multiple Access) (CDMA) en fonction des systèmes tels que IS-95. Ces systèmes offrent principalement la communication, mais aussi les données de communication plutôt limitées à des taux de transmission faible. La troisième génération a commencé ses activités le 1^{er} Octobre 2002 au Japon.

Au cours des dernières années, il y a eu une explosion de la technologie sans fil. Cette croissance a ouvert une nouvelle dimension à l'avenir des communications sans fil dont l'objectif ultime est de fournir de la communication multimédia à hauts débits sans regard à la mobilité ou l'emplacement. Pour atteindre cet objectif, la prochaine génération des réseaux de communication personnelle devront soutenir un large éventail de services qui comprendra la haute qualité de voix, de données, de télécopie, images fixes et la vidéo. Ces services de futur sont susceptibles d'inclure des applications qui nécessitent des taux de transmission de plusieurs méga bits par seconde (Mbps).

Dans le contexte actuel et futur des systèmes de communications mobiles, la transmission de données à très haut débit est essentielle pour de nombreux services comme la vidéo, l'audio haute qualité et mobiles numériques à intégration de services réseaux. Lorsque les données sont transmises à très haut débit, sur des canaux de radio mobiles, le canal à réponse impulsionnelle peut

s'étendre de nombreux symboles périodes, ce qui conduit à des interférences entre les symboles (ISI).

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est l'un des candidats prometteurs pour atténuer l'ISI. Dans un signal OFDM la bande passante est divisée en plusieurs sous-porteuses étroites, qui sont transmises en parallèle. Chaque sous-porteuse généralement choisie, est suffisamment étroite pour éliminer l'effet de retarder la propagation.

Toutes ces informations sont expliquées dans ce mémoire qui est réparti en quatre chapitres.

Le premier chapitre concerne la caractérisation d'un réseau de mobile représenté par le premier système connu sous le nom GSM (Global System for Mobile communication). Un bref historique a été donné au début de ce chapitre, ensuite une étude sur la technologie du réseau GSM, son architecture, et son fonctionnement ont été menés. Enfin une description du canal physique du réseau GSM est décrite.

Suivant les demandes du monde de communications et ses abonnés, plusieurs évolutions sont développées au cours de ces dernières années. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de ces évolutions en commençant par le système GPRS (General Packet Radio Service) de la deuxième génération. Une étude sur ses caractéristiques et leur implantation dans le réseau GSM ont été expliquées. Ensuite, l'extension vers les systèmes de troisième génération l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et l'EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution) est décrite.

Dans le troisième chapitre, le principe de la technique multi-porteuse OFDM est décrit. Une description sur les caractéristiques du canal multi trajet a été donnée. Ensuite une étude sur les problèmes d'interférence entre porteuses et entre symboles a été menée. La modulation MAQ (Modulation d'Amplitude en Quadrature) qui représente une partie de l'implantation numérique de la

technique OFDM a été expliquée. Enfin des exemples d'application et d'utilisation de l'OFDM et ses avantages et inconvénients ont été donnés.

Le quatrième chapitre est consacré à l'implantation numérique de la méthode OFDM à base des algorithmes IFFT et FFT rapides, ensuite, une application de cette méthode sur la 4^{ème} génération du mobile a été réalisée.

Chapitre 01

Le réseau mobile

1.1 Introduction:

Le monde des télécommunications est une course permanente aux nouveaux services qui entraîne de nouveaux abonnés. Ces nouveaux services que proposent les opérateurs augmentent les besoins de transfert de données, ce qui implique le développement de réseaux adaptés. En parallèle, les entreprises disposent de plus en plus d'agents mobiles qui ont besoin de rester connecté au système d'information de l'entreprise. Les employés doivent envoyer le plus rapidement possible leurs dernières commandes, ou dossiers, tout en étant à plusieurs centaines de kilomètres de leur entreprise. C'est pour cela que de nouvelles technologies de téléphonie mobile apparaissent, disposants de plus grandes capacités de transfert de données. En tant que futurs professionnels dans le domaine, le GSM (Global System for Mobile communication) est une technologie dans ce domaine de communication de mobile, ce chapitre traite en détail l'architecture globale de ce réseau et leur fonctionnement.

1.1.1 Historique:

Le premier système sans fil a été inventé par Bell Systems, aux États-Unis, en 1940. Le premier réseau cellulaire de type analogique, ayant pour nom AMPS (Advanced mobile phone system) a été mis en place à Chicago dès 1978. Mais c'est à la France que revient l'honneur d'avoir conçu le premier système de téléphonie mobile numérique RITA, pour l'armement, mis en service en 1981, dont l'achat par l'armée américaine, et l'utilisation dans la guerre du Golfe ont été fort médiatisés [1].

L'histoire de la téléphonie mobile (numérique) a débuté réellement en 1982. En effet, à cette date, le *Groupe Spécial Mobiles* appelé GSM, est créé par la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications(CEPT) afin d'élaborer les normes de communications mobiles pour l'Europe dans la bande de fréquences de 890 à 915 [MHz]

pour l'émission à partir des stations mobiles et 935 à 960 [MHz] pour l'émission à partir de stations fixes. Il y eut bien des systèmes de mobilophonie analogique (MOB1 et MOB2, arrêté en 1999), mais le succès de ce réseau ne fut pas au rendez-vous.

Les années 80 voient le développement du numérique tant au niveau de la transmission qu'au niveau du traitement des signaux, avec pour dérivés des techniques de transmission fiables, grâce à un encodage particulier des signaux préalables à l'envoi dans un canal, et l'obtention de débits de transmission raisonnables pour les signaux (par exemple 9,6 kilobits par seconde, noté [kb/s], pour un signal de parole).

Ainsi, en 1987, le groupe GSM fixe les choix technologiques relatifs à l'usage des télécommunications mobiles : Transmission numérique, multiplexage temporel des canaux radio, chiffrement des informations ainsi qu'un nouveau codage de la parole. Il faut attendre 1991 pour que la première communication expérimentale par GSM ait lieu. Au passage, le sigle GSM change de signification et devient *Global System for Mobile communications* et les spécifications sont adaptées pour des systèmes fonctionnant dans la bande des 1800 [MHz].

En Belgique, c'est en 1994 que le premier réseau GSM (proximus) est déployé ; Mobistar et Orange (rebaptisé Base) viendront plus tard. Aujourd'hui, le nombre de numéros attribués pour des communications GSM dépasse largement le nombre de numéros dédiés à des lignes fixes et cette tendance se poursuit [2] [6].

1.1.2 Evolution technologique:

Tel quel, le réseau GSM est adéquat pour les communications téléphoniques de parole. En effet, il s'agit principalement d'un réseau commuté, à l'instar des lignes fixes, et constitué de circuits, c'est-à-dire de ressources allouées pour la totalité de la durée de la conversation. Rien ne fût mis en place pour les services de transmission de données. Or, parallèlement au déploiement du GSM en Belgique, en 1994, la société Netscape allait donner un tour spectaculaire à un réseau de transmission de données, appelé Internet, en diffusant le premier logiciel de navigation grand public, articulé sur le protocole http et communément appelé web.

Comme le réseau GSM ne convenait guère pour la transmission de données, les évolutions récentes ont visé à accroître la capacité des réseaux en termes de débit mais à élargir les fonctionnalités en permettant par exemple l'établissement de communications ne nécessitant pas l'établissement préalable d'un circuit.

Pour dépasser la borne des 14,4 [kb/s], débit nominal d'un canal téléphonique basculé en mode de transmission de données, l'ETSI a défini un nouveau service de données en mode paquet : Le GPRS (General Packet Radio Service) qui permet l'envoi de données à un débit de 115 [kb/s] par la mise en commun de plusieurs canaux. D'une certaine manière, le GPRS prépare l'arrivée de la téléphonie de troisième génération, appelée l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), qui permettra d'atteindre un débit de 2 [Mb/s]. Mais le chemin est long, car les applications nécessitant l'UMTS se font attendre, sans perdre de vue que tous les éléments du réseau UMTS sont incompatibles avec ceux du GSM. [2].

1.2 La technologie GSM :

1.2.1 Le concept cellulaire: [2] [3] [4]

Les réseaux de première génération possédaient des cellules de grande taille (50 [km] de rayon) au centre desquelles se situait une station de base (antenne d'émission). Au tout début, ce système allouait une bande de fréquences de manière statique à chaque utilisateur qui se trouvait dans la cellule qu'il en ait besoin ou non. Ce système ne permettait donc de fournir un service qu'à un nombre d'utilisateurs égal au nombre de bandes de fréquences disponibles.

La première amélioration consista à allouer un canal à un utilisateur uniquement à partir du moment où celui-ci en avait besoin permettant ainsi d'augmenter 'statistiquement' le nombre d'abonnés, étant entendu que tout le monde ne téléphone pas en même temps. Mais ce système nécessitait toujours des stations mobiles de puissance d'émission importante (8 [W]) et donc des appareils mobiles de taille et de poids conséquents. De plus, afin d'éviter les interférences, deux cellules adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences. Cette organisation du réseau utilise donc le spectre fréquentiel d'une manière sous-optimale.

C'est pour résoudre ces différents problèmes qu'est apparu le concept de cellule. Le principe de ce système est de diviser le territoire en de petites zones, appelées *cellules*, et de partager les fréquences radio entre celles-ci. Ainsi, chaque cellule est constituée d'une station de base (reliée au Réseau Téléphonique Commuté, RTC) à laquelle on associe un certain nombre de canaux de fréquences à bande étroite, sommairement nommés *fréquences*. Comme précédemment, ces fréquences ne peuvent pas être utilisées dans les cellules adjacentes afin d'éviter les interférences. Ainsi, on définit des *motifs*, aussi appelés *clusters*, constitués de plusieurs cellules, dans lesquels chaque fréquence est utilisée une seule fois. La figure 1.1 montre un tel motif, en guise d'exemple.

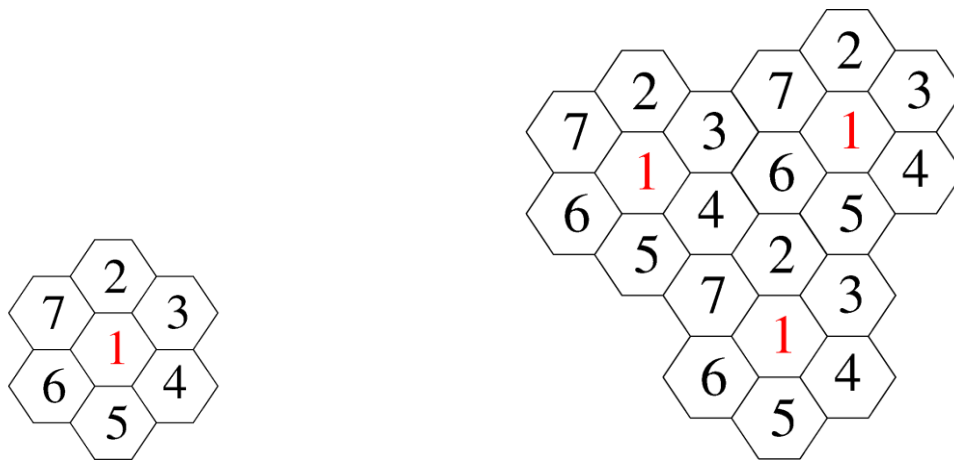


Fig 1.1: représentant un motif élémentaire (à gauche) et un ensemble de motifs dans un réseau (à droite).

Graphiquement, on représente une cellule par un hexagone car cette forme approche celle d'un cercle. Cependant, en fonction de la nature du terrain et des constructions, les cellules n'ont pas une forme circulaire. De plus, afin de permettre à un utilisateur passant d'une cellule à une autre de garder sa communication, il est nécessaire que les zones de couverture se recouvrent de 10 à 15%, ce qui renforce la contrainte de ne pas avoir une même bande de fréquences dans deux cellules voisines.

Pour éviter les interférences à plus grande distance entre cellules utilisant les mêmes fréquences, il est également possible d'asservir la puissance d'émission de la station de base

en fonction de la distance qui la sépare de l'utilisateur. Le même processus du contrôle de la puissance d'émission est également appliqué en sens inverse. En effet, pour diminuer la consommation d'énergie des mobiles et ainsi augmenter leur autonomie, leur puissance d'émission est calculée en fonction de leur distance à la station de base. Grâce à des mesures permanentes entre un téléphone mobile et une station de base, les puissances d'émission sont régulées en permanence pour garantir une qualité adéquate pour une puissance minimale.

En résumé, une cellule se caractérise :

- par sa puissance d'émission nominale ,ce qui se traduit par une zone de couverture à l'intérieur de laquelle le niveau du champ électrique est supérieur à un seuil déterminé.,
- par la *fréquence de porteuse* utilisée pour l'émission radio-électrique et par le *réseau* auquel elle est interconnectée.

Il faut noter que la taille des cellules n'est pas la même sur tout le territoire. En effet, celle-ci dépend :

- du nombre d'utilisateurs potentiels dans la zone,
- de la configuration du terrain (relief géographique, présence d'immeubles, . . .),
- de la nature des constructions (maisons, buildings, immeubles en béton, . . .) et
- de la localisation (rurale, suburbaine ou urbaine) et donc de la densité des constructions.

Ainsi, dans une zone rurale où le nombre d'abonnés est faible et le terrain relativement plat, les cellules seront plus grandes qu'en ville où le nombre d'utilisateurs est très important sur une petite zone et où l'atténuation due aux bâtiments est forte. Un opérateur devra donc tenir compte des contraintes du relief topographique et des contraintes urbanistiques pour dimensionner les cellules de son réseau. On distingue pour cela quatre services principaux [2] :

1. Le service *.Outdoor.* qui indique les conditions nécessaires pour le bon déroulement d'une communication en extérieur.

2. Le service *.Incar.* qui tient compte des utilisateurs se trouvant dans une voiture. On ajoute typiquement une marge supplémentaire de 6 décibel Watt, notée 6 [dB], dans le bilan de puissance pour en tenir compte.

3. Le service *.Indoor.* qui permet le bon déroulement des communications à l'intérieur des bâtiments. Cette catégorie de service se subdivise à son tour en deux :

- (a) le *.Soft Indoor*. lorsque l'utilisateur se trouve juste derrière la façade d'un bâtiment et
- (b) le *.Deep Indoor*. lorsqu'il se trouve plus à l'intérieur.

Typiquement, on considère que, lors de l'établissement du bilan de puissance, c'est-à-dire de l'analyse du rapport de la puissance émise à la puissance reçue au droit du récepteur, il faut tenir compte de 10 [dB] d'atténuation supplémentaire pour le *Soft Indoor* et de 20 [dB] pour *Deep Indoor* à 900 [MHz]. Quand on sait que 10 [dB] représente un facteur de 10 en puissance, on comprend qu'il est crucial pour un opérateur de dimensionner au mieux son réseau, quitte à effectuer des mesures sur le terrain.

1.2.1.1 Réutilisation des ressources :

Par rapport au système de première génération, les cellules étant de taille plus petite, la puissance d'émission est plus faible et le nombre d'utilisateurs peut être augmenté pour une même zone géographique. C'est grâce au principe de réutilisation des fréquences qu'un opérateur peut augmenter la capacité de son réseau. En effet, il lui suffit de découper une cellule en plusieurs cellules plus petites et de gérer son plan de fréquences pour éviter toute interférence. Il y a ainsi toute une nomenclature spécifique pour classer les cellules en fonction de leur taille (macro, micro, pico, etc). La capacité est le trafic maximum que peut écouler une cellule en fonction du nombre de fréquences qui lui sont attribuées, le trafic étant fonction du nombre moyen de personnes qui communiquent et de la durée moyenne d'une communication.

1.2.1.2 Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit [2] :

Étant donné que, dans un réseau, une même fréquence est réutilisée plusieurs fois, il est nécessaire d'évaluer la distance minimum qui doit séparer deux cellules utilisant la même fréquence pour qu'aucun phénomène perturbateur n'intervienne.

En calculant le rapport entre la puissance de la porteuse et celle du bruit, il est possible d'estimer cette distance.

Pratiquement, dans une cellule, un mobile reçoit à la fois le message utile (dont la puissance vaut C) qui lui est destiné et un certain nombre de signaux perturbateurs. La

connaissance du rapport entre ces puissances, nous permettra de connaître la qualité de la communication.

Pour commencer, il est nécessaire d'identifier les différents signaux perturbateurs. On peut les subdiviser en deux classes :

1. Les interférences de puissance totale I qui sont dues aux signaux émis par les autres stations. On peut distinguer :

(a) Les interférences *co-canal* qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence.

(b) Les interférences de canaux adjacents dues aux signaux émis par les stations de base utilisant des fréquences voisines.

2. Le bruit, de puissance N , provenant principalement du bruit de fond du récepteur.

Dès lors, c'est le rapport

$$B = C / (N + I) \quad (1.1)$$

qui permet d'évaluer la qualité de la communication ainsi que la distance de réutilisation des fréquences.

1.2.2 Synthèse des principales caractéristiques du GSM [2] [5] [6]:

La norme GSM prévoit que la téléphonie mobile par GSM occupe deux bandes de fréquences aux alentours des 900 [MHz] :

1. la bande de fréquence 890- 915 [MHz] pour les communications montantes (du mobile vers la station de base) et

2. la bande de fréquence 935-960 [MHz] pour les communications descendantes (de la station de base vers le mobile).

Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 [kHz], cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmentant, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 [MHz]. On a donc porté la technologie GSM 900 [MHz] vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système

DCS-1800 (*Digital Communication System*) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 [MHz] et les communications descendantes entre 1805 et 1880 [MHz].

Connaissant les différents canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel, appelé *Frequency Division Multiple Access (FDMA)*, en attribuant un certain nombre de fréquences porteuses par station de base. Un opérateur ne dédie pas pour autant une bande de fréquences par utilisateur, car cela conduirait à un gaspillage de ressources radio étant donné qu'un utilisateur émet par intermittence. De plus, avec un tel système, si une source parasite émet un bruit à une fréquence bien déterminée, le signal qui se trouve dans la bande de fréquence contenant le parasite sera perturbé.

Pour résoudre ces problèmes, on combine le multiplexage en fréquence à un multiplexage temporel (appelé *Time Division Multiple Access* ou TDMA) consistant à diviser chaque canal de communication en trames de 8 intervalles de temps (dans le cas du GSM). Pour être complet, signalons qu'il existe encore une autre technique de multiplexage appelé *Code Division Multiple Access (CDMA)*, utilisée dans la norme américaine IS-95 ou promue pour l'UMTS. Ainsi, avec le TDMA, il est par exemple possible de faire parler huit utilisateurs l'un après l'autre dans le même canal. On multiplie donc le nombre de canaux disponibles par unité de temps par huit.

Le tableau 1.1 montre les caractéristiques des réseaux à technologie GSM et il compare les normes.

Tous les terminaux mobiles fabriqués actuellement sont compatibles avec les 2 normes ; ces terminaux sont appelés *bi-bandes* ou *dual-band*. Sur le territoire des États-Unis, aucune des bandes de fréquences pré-citées n'étaient encore disponibles. C'est pourquoi le réseau à technologie GSM américain utilise des bandes autour des 1900 [MHz]. Des terminaux capables d'opérer dans les trois bandes sont appelés *tri-bandes*.

	GSM (Global System for Mobile communication)	DCS-1800(Digital Communication System)
Bande de fréquences ↑	890 ,2-- 915 [MHz]	1710-- 1785 [MHz]
Bande de fréquences ↓	935, 2-- 960 [MHz]	1805-- 1880 [MHz]
Nombre d'intervalles de temps par trame TDMA	8	8
Débit total par canal	271 [kb/s]	271 [kb/s]
Débit de la parole	13 [kb/s]	13 [kb/s]
Débit maximal de données	12 [kb/s]	12 [kb=s]
Technique de multiplexage	Multiplexage fréquentiel et temporel	Multiplexage fréquentiel et temporel
Rayon de cellules	0, 3 à 30 [km]	0 1 à 4 [km]
Puissance des terminaux	2 à 8 [W]	0, 25 et 1 [W]
Sensibilité des terminaux	--102 [dB]	
Sensibilité de la station de base	--104 [dB]	

Tableau 1.1: Comparaison des systèmes GSM et DCS-1800 [2].

1.3. Architecture du réseau [3] [4] [6]:

L'architecture d'un réseau GSM peut être divisée en *trois* sous-systèmes :

1. Le sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
2. Le sous-système réseau ou d'acheminement.
3. Le sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.

Les éléments de l'architecture d'un réseau GSM sont repris sur le schéma de la figure 1.2.

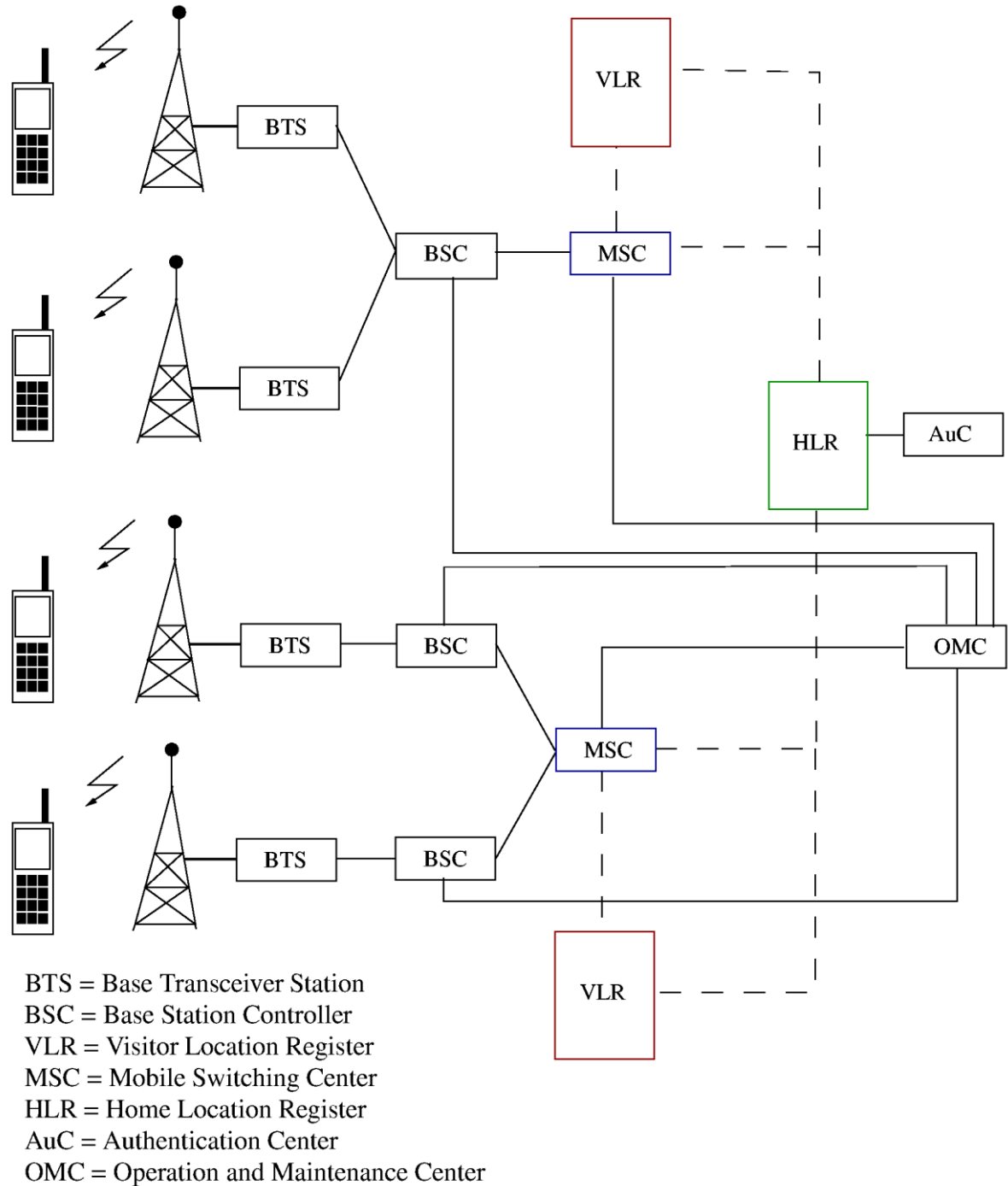


Figure 1.2: Architecture du réseau GSM [2].

1.3.1 Le sous-système radio:

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont le mobile, la station de base (BTS, *Base Transceiver Station*) et un contrôleur de station de base (BSC, *Base Station Controller*).

1.3.1.1 Le mobile :

Le téléphone et la carte SIM (*Subscriber Identity Module*) sont les deux seuls éléments auxquels un utilisateur a directement accès. Ces deux éléments suffisent à réaliser l'ensemble des fonctionnalités nécessaires à la transmission et à la gestion des déplacements.

La principale fonction de la carte SIM est de contenir et de gérer une série d'informations. Elle se comporte donc comme une mini-base de données dont les principaux champs sont fournis dans le tableau 1.2:

Paramètres	Commentaires
<i>Données administratives</i>	
PIN/PIN2	Mot de passe demandé à chaque connexion
PUK/PUK2	Code pour débloquer une carte
Langage	Langue choisie par l'utilisateur
<i>Données liées à la sécurité</i>	
Clé Ki	Valeur unique, connue de la seule carte SIM et du HLR
CKSN	Séquence de chiffrement
<i>Données relatives à l'utilisateur</i>	
IMSI	Numéro international de l'abonné
MSISDN	Numéro d'appel d'un téléphone GSM
<i>Données de .roaming.</i>	
TMSI	Numéro attribué temporairement par le réseau à un abonné
Location updating status	Indique si une mise à jour de la localisation est nécessaire
<i>Données relatives au réseau</i>	
Mobile Country Code (MCC),	Identifiants du réseau mobile de l'abonné
Mobile Network Code (MNC), etc	
Numéros de fréquence absolus	Fréquences utilisées par le PLMN

Tableau 1. 2 : Liste partielle des informations contenues dans une carte SIM [2].

L'identification d'un mobile s'effectue exclusivement au moyen de la carte SIM. En effet, elle contient des données spécifiques comme le code PIN (*Personal Identification Number*) et d'autres caractéristiques de l'abonné, de l'environnement radio et de l'environnement de l'utilisateur.

L'identification d'un utilisateur est réalisée par un numéro unique (IMSI, *International Mobile Subscriber Identity*) différent du numéro de téléphone connu de l'utilisateur (MSISDN, *Mobile Station ISDN Number*), tous deux étant incrustés dans la carte SIM.

1.3.1.2 La station de base (BTS) :

La station de base est l'élément central, que l'on pourrait définir comme un ensemble émetteur/récepteur pilotant une ou plusieurs cellules. Dans le réseau GSM, chaque cellule principale au centre de laquelle se situe une station base peut-être divisée, grâce à des antennes directionnelles, en plus petites cellules qui sont des portions de celle de départ et qui utilisent des fréquences porteuses différentes. En Belgique, il est fréquent d'avoir des antennes tri-sectorielles, qui couvrent un peu plus de 120 degrés. Ces antennes ont l'allure de paires de segments verticaux, disposées en triangle (figure 1.3).

C'est la station de base qui fait le relais entre le mobile et le sous-système réseau. Comme le multiplexage temporel est limité à 8 intervalles de temps, une station de base peut gérer tout au plus huit connections simultanées par cellule. Elle réalise les fonctions de la couche physique et de la couche liaison de données.

En cas de besoin, on peut exploiter une station de base localement ou par télécommande à travers son contrôleur de station de base.



FIG 1.3 : Exemples des antennes GSM (BTS) [9].

1.3.1.3 Le contrôleur de station de base (BSC) :

Le contrôleur de station de base gère une ou plusieurs stations de base et communique avec elles par le biais de l'interface A-bis. Ce contrôleur remplit différentes fonctions tant au niveau de la communication qu'au niveau de l'exploitation.

Pour les fonctions des communications des signaux en provenance des stations de base, le BSC agit comme un concentrateur puisqu'il transfère les communications provenant des différentes stations de base vers une sortie unique. Dans l'autre sens, le contrôleur commute les données en les dirigeant vers la bonne station de base.

Dans le même temps, le BSC remplit le rôle de relais pour les différents signaux d'alarme destinés au centre d'exploitation et de maintenance. Il alimente aussi la base de données des stations de base.

Enfin, une dernière fonctionnalité importante est la gestion des ressources radio pour la zone couverte par les différentes stations de base qui y sont connectées.

En effet, le contrôleur gère les transferts inter-cellulaires des utilisateurs dans sa zone de couverture, c'est-à-dire quand une station mobile passe d'une cellule dans une autre. Il doit alors communiquer avec la station de base qui va prendre en charge l'abonné et lui communiquer les informations nécessaires tout en avertissant la base de données locale VLR (*Visitor Location Register*) de la nouvelle localisation de l'abonné.

C'est donc un maillon très important de la chaîne de communication et il est, de plus, le seul équipement de ce sous système à être directement gérable (via l'interface X25 qui le relie au sous-système d'exploitation et de maintenance).

1.3.2 Le sous-système réseau :

Le sous-système réseau, appelé Network Sub-system (NSS), joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous-réseau radio gère l'accès radio, les éléments du NSS prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues

dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes : chiffrement, authentification ou roaming.

Le *NSS* est constitué de :

- . Mobile Switching Center (MSC)
- . Home Location Register (HLR) / Authentication Center (AuC)
- . Visitor Location Register (VLR)
- . Equipment Identity Register (EIR)

1.3.2.1 Le centre de commutation mobile (MSC):

Le centre de commutation mobile est relié au sous-système radio via l'interface A. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (RTC) ou de son équivalent numérique, le réseau RNIS (ISDN en anglais). D'un point de vue fonctionnel, il est semblable à un commutateur de réseau ISDN, mis à part quelques modifications nécessaires pour un réseau mobile.

De plus, il participe à la fourniture des différents services aux abonnés tels que la téléphonie, les services supplémentaires et les services de messagerie. Il permet encore de mettre à jour les différentes bases de données (HLR et VLR) qui donnent toutes les informations concernant les abonnés et leur localisation dans le réseau.

Les commutateurs MSC d'un opérateur sont reliés entre eux pour la commutation interne des informations. Des MSC servant de passerelle (*Gateway Mobile Switching Center*, GMSC) sont placées en périphérie du réseau d'un opérateur de manière à assurer une inter-opérabilité entre réseaux d'opérateurs.

1.3.2.2 L'enregistreur de localisation nominale (HLR):

Il existe au moins un enregistreur de localisation (HLR) par réseau (PLMN). Il s'agit d'une base de données avec des informations essentielles pour les services de téléphonie

mobile et avec un accès rapide de manière à garantir un temps d'établissement de connexion aussi court que possible.

Le HLR contient :

--toutes les informations relatives aux abonnés : le type d'abonnement, la clé d'authentification Ki --cette clé est connue d'un seul HLR et d'une seule carte SIM., les services souscrits, le numéro de l'abonné (IMSI), etc

-- ainsi qu'un certain nombre de données dynamiques telles que la position de l'abonné dans le réseau .en fait, son VLR. et l'état de son terminal (allumé, éteint, en communication, libre, . . .).

Les données dynamiques sont mises à jour par le MSC. Cette base de données est souvent unique pour un réseau GSM et seules quelques personnes y ont accès directement.

Le centre d'authentification (AuC) : Lorsqu'un abonné passe une communication, l'opérateur doit pouvoir s'assurer qu'il ne s'agit pas d'un usurpateur. Le centre d'authentification remplit cette fonction de protection des communications. Pour ce faire, les normes GSM prévoient deux mécanismes :

1. Le chiffrement des transmissions radio. Remarquons qu'il s'agit d'un chiffrement faible, qui ne résiste pas longtemps à la crypto-analyse ; Ceci explique sans doute pourquoi, en Belgique, de nombreux toits de bâtiments de puissance étrangère sont équipés d'antennes servant exclusivement à la réception de signaux GSM...

2. L'authentification des utilisateurs du réseau au moyen d'une clé Ki, qui est à la fois présente dans la station mobile et dans le centre d'authentification.

L'authentification s'effectue par résolution d'un défi sur base d'un nombre M généré aléatoirement et envoyé au mobile. À partir de ce nombre, un algorithme identique (algorithme A3) qui se trouve à la fois dans la carte SIM et dans l'AuC produit un résultat sur base de la clé Ki et du nombre M. Dès lors, lorsqu'un VLR obtient l'identifiant d'un abonné, il demande, au HLR du réseau de l'abonné, le nombre M servant au défi et le résultat du calcul afin de le comparer à celui qui sera produit et envoyé par le mobile. Si les résultats concordent, l'utilisateur est reconnu et accepté par le réseau.

Grâce à ce mécanisme d'authentification, un VLR peut accueillir un mobile appartenant à un autre réseau (moyennant un accord préalable entre opérateurs de réseau) sans qu'il ne soit nécessaire de divulguer la clé de chiffrement du mobile.

On peut dès lors distinguer trois niveaux de protection :

1. La carte SIM qui interdit à un utilisateur non enregistré d'avoir accès au réseau.
2. Le chiffrement des communications destiné à empêcher l'écoute de celles-ci.
3. La protection de l'identité de l'abonné.

1.3.2.3 L'enregistreur de localisation des visiteurs (VLR) :

Cette base de données ne contient que des informations dynamiques et est liée à un MSC. Il y en a donc plusieurs dans un réseau GSM. Elle contient des données dynamiques qui lui sont transmises par le HLR avec lequel elle communique lorsqu'un abonné entre dans la zone de couverture du centre de commutation mobile auquel elle est rattaché. Lorsque l'abonné quitte cette zone de couverture, ses données sont transmises à un autre VLR; les données suivent l'abonné en quelque sorte.

1.3.2.4 L'enregistreur des identités des équipements (EIR):

Malgré les mécanismes introduits pour sécuriser l'accès au réseau et le contenu des communications, le téléphone mobile doit potentiellement pouvoir accueillir n'importe quelle carte SIM de n'importe quel réseau. Il est donc imaginable qu'un terminal puisse être utilisé par un voleur sans qu'il ne puisse être repéré.

Pour combattre ce risque, chaque terminal reçoit un identifiant unique (*International Mobile station Equipment Identity*, IMEI) qui ne peut pas être modifié sans altérer le terminal. En fonction de données au sujet d'un terminal, un opérateur peut décider de refuser l'accès au réseau. Tous les opérateurs n'implémentent pas une telle base de données.

1.3.3 Le centre d'exploitation et de maintenance:

Cette partie du réseau regroupe trois activités principales de gestion : la gestion administrative, la gestion commerciale et la gestion technique.

Le réseau de maintenance technique s'intéresse au fonctionnement des éléments du réseau. Il gère notamment les alarmes, les pannes, la sécurité, . . . Ce réseau s'appuie sur un réseau de transfert de données, totalement dissocié du réseau de communication GSM.

1.3.4. Fonctionnement du mobile [8] [9] :

A la mise sous tension se passent les opérations suivantes :

- l'utilisateur valide sa carte SIM en tapant au clavier son numéro de code PIN
- le récepteur du GSM scrute les canaux de la bande GSM et mesure le niveau reçu
- le mobile repère la voie balise de niveau le plus élevé correspondant à son opérateur
- le mobile récupère les informations de correction de fréquence lui permettant de se caler précisément sur les canaux GSM.
- le mobile récupère le signal de synchronisation de la trame TDMA diffusé sur le BCCH et synchronise sa trame
- le mobile lit sur le BCCH les infos concernant la cellule et le réseau et transmet à la BTS l'identification de l'appelant pour la mise à jour de la localisation.

Le mobile a alors achevé la phase de mise en route et se met en mode veille, mode dans lequel il effectue un certain nombre d'opérations de routine :

- lecture du Paging Channel qui indique un appel éventuel
 - lecture des canaux de signalisation des cellules voisines
 - mesure du niveau des BCH des cellules voisines pour la mise en route éventuelle d'une procédure de handover
- Réception d'un appel par le mobile:
- L'appel est aiguillé sur le MSC (commutateur de services mobiles) le plus proche qui recherche l'IMSI dans le HLR et la localisation du mobile dans le VLR
 - le MSC le plus proche du mobile (Visited MSC) fait diffuser dans la zone de localisation, couvrant plusieurs cellules, un message à l'attention du mobile demandé (par le Paging Channel)

- le mobile concerné émet des données sur RACH avec un Timing Advance fixé à 0 et un niveau de puissance fixé par le réseau (ces paramètres seront ajustés ultérieurement)
- le réseau autorise l'accès par le AGCH et affecte au mobile une fréquence et un time slot
- l'appelé est identifié grâce à la carte SIM
- le mobile reçoit la commande de sonnerie
- décrochage de l'abonné et établissement de la communication

Lors de l'émission d'un appel :

- l'abonné mobile compose le numéro du correspondant du réseau téléphonique commuté
- la demande arrive à la BTS de sa cellule par le Random Access Channel
- elle traverse le BSC pour aboutir dans le commutateur du réseau MSC
- l'appelant est identifié et son droit d'usage vérifié
- l'appel est transmis vers le réseau public
- le BSC demande l'allocation d'un canal pour la future communication
- décrochage du correspondant et établissement de la communication

1.3.4.1. Le mobile vis-à-vis du NSS:

Les principales procédures gérées par le NSS :

-Procédure IMSI attach. Permet au mobile de se faire connaître auprès du réseau et d'accéder aux services souscrits.

-Procédure IMSI detach. Permet au mobile ou au réseau de s'informer l'un l'autre lorsque les services gérés par le MSC ne sont plus accessibles.

-Procédures de sécurisation des appels. Comprennent l'authentification, l'assignation d'identificateurs temporaires (TMSI) et l'activation du chiffrement.

-Procédures de gestion de la mobilité. Permettent de suivre le mobile dans ses déplacements tout en assurant la continuité des services.

Etats du mobile par rapport au NSS:

- **Etat détaché :**

- **La MS et le MSC ne communiquent pas**

- **La MS n'est pas joignable car sa position est inconnue**

- **La MS doit effectuer la procédure IMSI attach pour s'inscrire au réseau**

- **Etat de veille :**

- **La position de la MS est connue par le MSC**

- **Des messages de notification d'appel (paging) sont nécessaires pour joindre le mobile**

- **Le mobile doit effectuer la procédure Location Area update si la zone de couverture évolue au cours de ses déplacements**

- **Etat connecté :**

- **La position du mobile est connue par le MSC avec une précision du BSC.**

- **La MS a établi une communication avec le BSS et peut passer des appels téléphoniques ou transmettre des données.**

- **La MS passe dans l'état veille lorsque la signalisation entre la MS et le MSC a été relâchée ou coupée.**

1.3.4.2. Localisation [8] :

Le handover est un processus qui permet de basculer une communication en cours d'un canal physique à un autre sans que la qualité du service ne soit dégradée.

Le handover intercellulaire :

- se produit lorsque les mesures effectuées sur une cellule voisine présentent une meilleure qualité que celles de la cellule active.
- se produit quand une cellule voisine permet la communication avec un niveau de puissance de signal plus faible.
- Se produit lorsque le réseau souhaite transférer la charge du trafic sur des cellules adjacentes.

Le handover intracellulaire :

- Se produit lorsque les mesures montrent que la qualité du signal reçu est faible avec un niveau de champ du signal élevé dans la cellule active.

1.3.5 L'acheminement des appels entre le réseau fixe et le réseau GSM : [2]

Deux scénarios en guise d'exemple:

Illustrons brièvement le fonctionnement des entités d'un réseau en traitant deux scénarios typiques simplifiés entre un réseau mobile et un réseau fixe :

1. Un abonné GSM compose le numéro de téléphone d'un abonné du réseau fixe. Sa demande arrive d'abord au BTS de la cellule puis passe à travers le BSC et arrive enfin au MSC qui vérifie les droits de l'abonné (autorisation d'accéder à ce service, état de l'abonnement, . . .). Si l'abonné remplit les conditions, le MSC transmet l'appel au réseau public et demande au BSC de réserver un canal pour la communication. Il ne reste alors plus qu'à attendre que le poste fixe soit décroché pour que la communication soit établie.

2. Supposons au contraire qu'un abonné du réseau fixe veuille joindre un abonné du réseau GSM.

Le fonctionnement est un plus complexe car l'opérateur GSM n'alloue des ressources à un abonné que lorsque celui reçoit ou émet un appel.

Le numéro composé sur le poste fixe est tout d'abord aiguillé vers le réseau de l'abonné GSM. La demande de connexion est interprétée par un commutateur passerelle entrant du réseau GSM. Il s'agit d'un GMSC. Le numéro formé par l'abonné du réseau fixe n'est pas utilisé tel quel pour commuter la communication. À l'instar des numéros verts ou des numéros d'urgence, il y a un mécanisme qui, au droit du GMSC, va convertir le numéro de l'abonné en un autre numéro attribué dynamiquement en fonction de la position de l'utilisateur. C'est sur base de ce numéro dynamique que l'appel sera redirigé dans le réseau GSM. Concrètement, le HLR est interrogé afin de connaître la position de l'utilisateur du réseau mobile ainsi que son état (libre, occupé, éteint). Si le mobile est dans l'état 'libre', le réseau interroge alors le VLR de la zone pour savoir dans quelle cellule le mobile se situe. Ainsi, le BSC de la zone demande aux différentes stations de base de sa zone de diffuser un avis d'appel. Comme le mobile est 'libre', le destinataire écoute le réseau et s'aperçoit qu'on tente de le joindre et la sonnerie du terminal est activée. Une fois que l'utilisateur a décroché, un canal de communication est alloué à l'appel et les bases de données VLR et HLR sont mises à jour.

1.4. Description du canal physique [2] [3] :

Dans un réseau GSM, deux techniques de multiplexage sont mises en œuvre : le multiplexage fréquentiel (FDMA) et le multiplexage temporel (TDMA).

1.4.1 Multiplexage fréquentiel:

Dans sa version à 900 [MHz], la norme GSM occupe deux bandes de 25 [MHz] ; l'une est utilisée pour la voie montante (890,2 - 915 [MHz]), l'autre pour la voie descendante (935,2 - 960 [MHz]). Il est également défini que chaque porteuse de cellule possède une densité spectrale confinée dans une bande de 200 [kHz] ce qui signifie que, théoriquement, on peut disposer de 124 canaux. Notons au passage que la bande de fréquences du DCS-1800 étant plus large, elle peut contenir 374 canaux.

Aussi, si on indique par F_u les fréquences porteuses montantes et par F_d les fréquences porteuses descendantes, les valeurs de fréquence porteuse valent

$$F_u(n) = 890,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]} \quad (1.2)$$

$$F_d(n) = 935,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]} \quad (1.3)$$

où $1 \leq n \leq 124$. Connaissant les canaux disponibles, il est alors possible d'effectuer un multiplexage fréquentiel en attribuant un certain ensemble de fréquences porteuses par opérateur GSM .c'est le rôle du régulateur, l'IBPT en Belgique. et l'opérateur choisit son plan de fréquences en allouant une ou plusieurs fréquences par station de base. Proximus utilise les canaux 1 à 30 et 61 à 90, Mobistar s'est vu attribuer les canaux 31 à 60 et 91 à 120; quant aux canaux restants (121 à 124), ils ont été réservés pour les téléphones sans fil. Base (nommé Orange auparavant) n'opère pas dans la bande des 900 [MHz]. Par contre, la bande DCS-1800 est utilisée par les 3 opérateurs (Base, Mobistar et Proximus).

1.4.2 La modulation:

En raison de la forte variabilité de l'amplitude des signaux dans un environnement mobile, on préfère recourir à une technique de modulation angulaire pour ce type d'environnement. La technique de modulation utilisée pour porter le signal à haute fréquence est la modulation GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*). Comme le suggère son nom, il s'agit d'une variante d'une modulation MSK appartenant à la famille des modulations de fréquence (FM) numériques. On utilise la GMSK car, en raison de la transition rapide entre 2 fréquences ($f_c - \Delta f$ et $f_c + \Delta f$), la modulation par MSK aurait nécessité une trop large bande de fréquences.

La modulation GMSK consiste en une modulation de fréquence à deux états portant non pas sur la séquence originale mais sur une nouvelle séquence dont le bit n est produit comme le résultat de la fonction du OU exclusif (XOR) entre le bit courant et le bit

précédent. Après application du XOR, le signal est filtré. La figure 1.4 montre la création d'un signal modulé

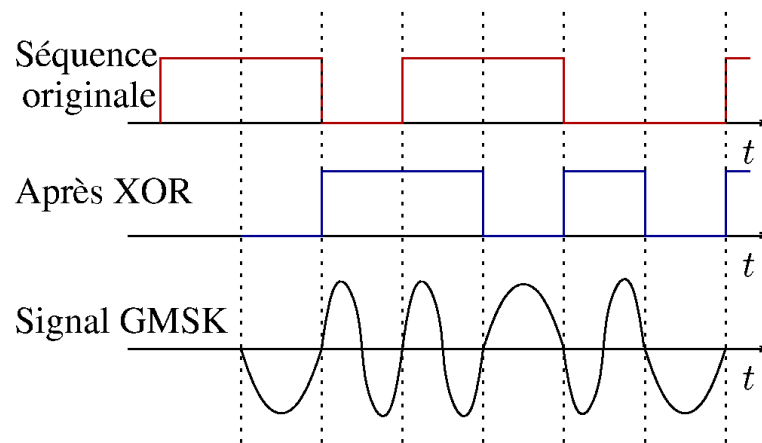


FIG 1. 4 : Création d'un signal modulé par GSMK au départ d'un train binaire.

Au bout du compte, il faut une largeur de 200 [kHz] par fréquence porteuse. Sachant que le débit atteint 270 [kb/s], on atteint un rapport du débit à largeur de bande, appelé *efficacité spectrale*, proche de 1. Cette valeur est typique pour des environnements mobiles, ce qui signifie que, pour doubler le débit, il n'y a d'autre solution que de doubler la largeur de bande.

1.4.3 Multiplexage temporel:

Tant pour des questions d'interférences électromagnétiques que pour des raisons d'augmentation de capacité, le multiplexage fréquentiel se double d'un multiplexage temporel. Le multiplexage temporel consiste à diviser chaque canal de communication en 8 intervalles de temps de 0, 577 [ms] chacun.

Une trame élémentaire de 8 intervalles a une durée de:

$$8 \times 0, 577 = 4, 615 \text{ [ms].}$$

Comme il est exclus de transmettre toutes les informations en une fois, il faut découper l'information et la transmettre au moyen de plusieurs trames consécutives. La

norme GSM prévoit une organisation spécifique de structure hiérarchique de trames. Cette hiérarchie est dessinée à la figure 1.5. Les trames sont regroupées comme suit :

- . 1 *multiframe* de type 26 = 26 trames TDMA élémentaires et
- . 1 *multiframe* de type 51 = 51 trames TDMA élémentaires,
- . 1 *supertrame* de type 26 = 26 multitrames et 1 *supertrame* de type 51 = 51 multitrames
- . 1 *hypertrame* = 2048 supertrames = 2.715.648 trames.

La structure en trames est à mettre en relation avec la typologie des informations véhiculées,

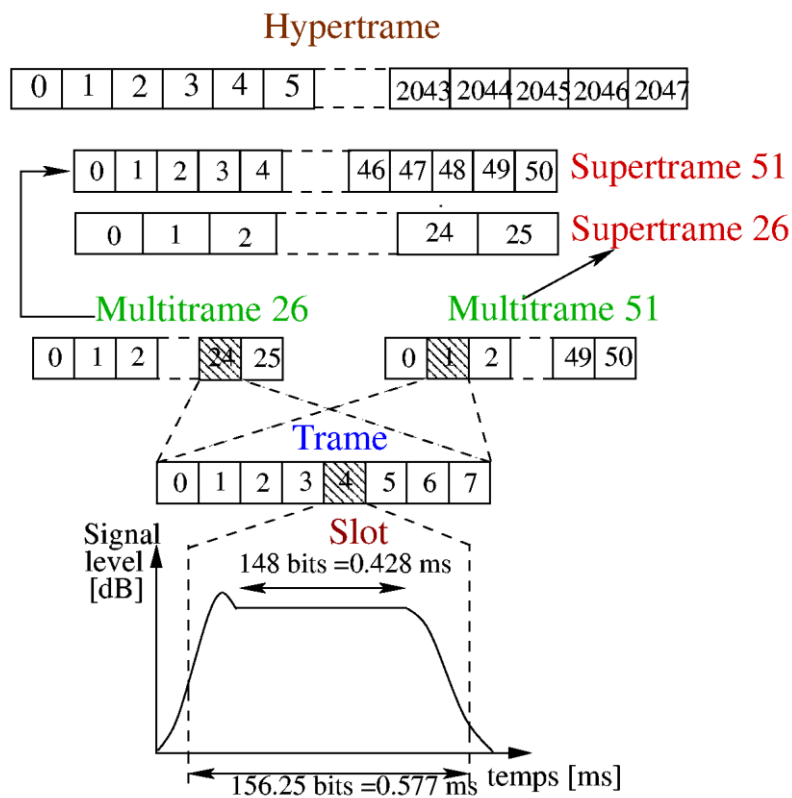


Fig 1.5 : Organisation des multiples de trames.

1.4.4 Mécanismes de protection contre les interférences radio-électriques :

Le canal d'une communication avec un mobile est changeant et sujet à perturbations. Plusieurs mécanismes sont donc mis en œuvre pour réduire l'impact des interférences.

1.4.4.1 Le saut de fréquences ou Frequency Hopping :

Pour protéger les canaux d'une source radio parasite, la fréquence porteuse utilisée pour transmettre une salve de données fluctue au cours du temps. C'est le principe du saut de fréquence ou du *Frequency Hopping* (FH) ; il est illustré à la figure 1.6.

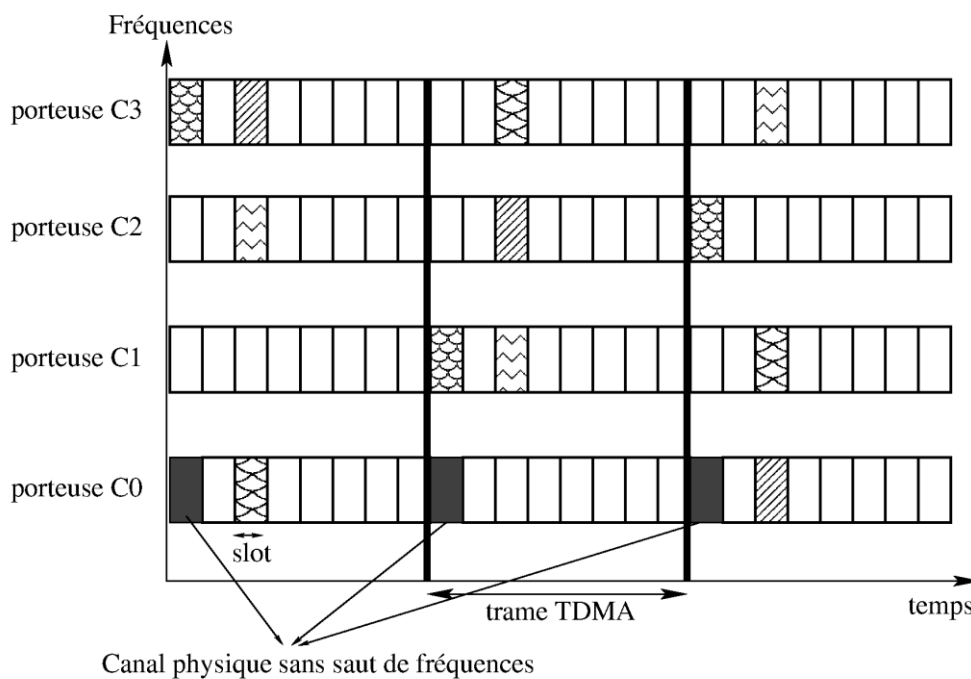


Fig 1.6 : Principe du saut de fréquence

Ainsi, si à un moment déterminé, une bande de fréquences est sujette à fortes perturbations, seule une petite quantité de données sera perturbée.

La norme GSM définit un parcours de fréquence cyclique ou pseudo-aléatoire, comprenant au plus 64 fréquences porteuses. Habituellement, un algorithme standardisé génère une suite pseudo-aléatoire de nombres si compris dans une liste de N fréquences disponibles pour les sauts.

La configuration des sauts se fait au moyen de paramètres tels que :

- . le Cell Allocation (CA), la liste des numéros des fréquences utilisées dans une cellule,
- . le Mobile Allocation (MA), la liste des numéros des fréquences disponibles pour les sauts,
- . le Hopping Sequence Number (HSN), une valeur comprise entre 0 et 63, servant à initialiser le générateur pseudoaléatoire, et
- . le Mobile Allocation Index Offset (MAIO), une valeur comprise entre 0 et 63 qui indique quel décalage doit être utilisé.

Cette valeur de décalage est convenue à l'initialisation de l'appel et elle diffère d'un mobile à l'autre.

L'opérateur choisit le nombre de fréquences à prendre pour chaque numéro de trame élémentaire (appelée *slot*). Néanmoins, il doit tenir compte de la nécessité d'un mobile entrant dans le réseau de pouvoir communiquer. Pour cela, on fixe la fréquence porteuse de certains *slots* dans le sens de la station de base vers le mobile. Ce canal a pour fonction essentielle de permettre au mobile de se rattacher à la station de base la plus favorable. Il s'agit par exemple du *slot* 0 pour lequel on fixe une fréquence et on n'autorise le saut que sur 3 fréquences (pour les appels en cours sur le *slot* 0) au lieu de 4 pour les autres *slots*.

Signalons qu'il n'est pas possible de passer de la bande 900 [MHz] à la bande 1800 [MHz] pour effectuer le saut de fréquence. Autrement dit, les ressources radio des bandes GSM et DCS-1800 ne sont jamais mélangées.

1.4.4.2 Décalage temporel des envois:

Pour permettre le basculement d'un mobile du mode réception en mode émission, la norme GSM prévoit un décalage de 3 slots. Plus précisément, le mobile émet des informations 3 slots après réception des signaux envoyés par la station de base.

Malgré tout, les informations envoyées par les différents mobiles autour d'une même fréquence porteuse entre en collision au droit de la station de base si la distance entre les mobiles et l'antenne est fort différente d'un mobile à l'autre. Pour éviter des collisions, certains mobiles (les plus distants) doivent avancer le moment de l'envoi. La durée de l'avance temporelle de l'envoi est appelée *Timing Advance* (TA). Elle est fournie dynamiquement par la station de base.

1.4.4.3 Le codage

Pour protéger les informations des erreurs qui peuvent se produire lors des communications radio et ainsi réduire le taux d'erreur sur bit, trois techniques de codage sont appliqués :

1. Un codage en bloc qui ajoute un bit de parité au bloc et qui permet la détection d'un nombre impair d'erreurs.

2. Un codage récuré (algorithme de VITERBI). L'information n'est plus sectionnée en parties indépendantes mais certains bits de redondance sont placés régulièrement dans le code.

3. On effectue également un entrelacement par blocs de 464 bits. Cet entrelacement consiste à répartir les blocs selon une méthode définie. Ainsi, si le canal perturbe une suite de bits consécutifs, l'altération sera diffusée sur un grand nombre de blocs plutôt que sur la totalité d'un bloc ; les blocs affectés pourront alors être corrigés grâce aux bits redondants.

Chapitre 02

Evolution du réseau de mobile

2.1. Introduction :

Beaucoup de normes de radiocommunication de mobile ont été développées pour les systèmes de communication sans fil et de mobiles dans le monde, avec plus standard susceptibles d'apparaître.

Les premières générations de systèmes ont été introduites dans le milieu des années 1980, et peuvent être caractérisée par l'utilisation de techniques de transmission analogique, et l'utilisation de simples Accès multiple par des techniques telles que le (FDMA). La première génération des systèmes de télécommunications tels que (AMPS, Advanced Mobile Phone Service) fournit seulement des communications vocales .Ils ont également souffert d'une faible capacité utilisateur, et des problèmes de sécurité dus à la simple interface radio utilisée.

La deuxième génération de systèmes a été introduite au début des années 1990, et elle utilise les technologies numériques. Celui-ci prévoyait une augmentation de la capacité de l'utilisateur d'environ trois fois, Ce résultat a été obtenu par la compression de la voix avant de former d'onde de transmission. Dans les discussions sur les systèmes 2G dans les années 1980, deux candidats de technique d'accès sont existe, (TDMA) et CDMA régimes. Enfin, le système TDMA a été adopté comme la norme.

Les systèmes de troisième génération sont une extension de la complexité de la deuxième génération. La capacité du système devrait être portée à plus de dix fois à l'original de la première génération. Cela va être obtenu par l'utilisation des techniques complexe d'accès multiples tels que (CDMA Code Division Multiple Access), ou une extension de TDMA, et en améliorant la flexibilité de services disponibles.

2.2. Extension vers le GPRS:

Nous avons vu que la norme GSM n'est pas adaptée au transfert de données. En effet, les 9600 bits/s sont très peu pour les applications multimédia actuelles.

La norme GPRS permet non seulement, un débit bien plus important, 171 kbits/s théoriques au maximum, ce qui se traduit dans la pratique par un débit comparable à celui d'un accès modem RTC à 56 kbits/s ; mais surtout un accès à débit asymétrique et adaptatif. Le mobile utilise les ressources GPRS à la demande et ne mobilise pas l'accès durant toute la durée de l'accès au service, ainsi la facturation peut être réalisée au volume indépendamment du temps. Par exemple, un utilisateur peut lire des pages web sans fermer sa session, il ne sera facturé qu'au moment où il téléchargera une nouvelle page. Le service assure une connectivité de bout en bout, soit en mode datagrammes pour une connectivité IP, soit en mode circuit virtuel pour une compatibilité X.25.

La norme GPRS a été définie en deux phases, la 1ère en 1997 aborde les problèmes de transferts de données en mode paquet point à point (IP et X.25), la sécurité et la facturation. La phase 2 établie en 1999 définit les communications point multipoints et de nouveaux services.

2.2.1. Services offerts [8] :

2.2.1.1. Support des services:

Il existe deux types de support pour les services.

- Le Point à Point (PTP), divisé en deux sous services :

- * PTP orienté connexion pour répondre aux besoins de circuit virtuel du X.25.
- * PTP non connecté qui correspond au mode paquets utilisés avec une communication de

type IP.

- Le Point à Multipoints (PTM), lui aussi divisé en deux sous services :

- * PTM Multicast pour atteindre l'ensemble des abonnés d'une zone géographique.
- * PTM Group Call pour atteindre un groupe spécifique d'abonnés.

Un utilisateur peut utiliser plusieurs supports simultanément et appartenir à plusieurs groupes.

Le GPRS permet ainsi, en plus des services courants tels que la navigation wap, web ou l'envoi de messages multimédia, de disposer d'une connexion permanente. Il peut donc être utilisé dans des applications de supervision, remontées d'alarmes, guichets automatiques ou gestion de flotte de véhicules grâce à des modems GPRS embarqués.

Le GPRS assure une qualité de service basée sur plusieurs critères tels que la priorité, la fiabilité, les délais ou le débit.

2.2.1.1.1. Priorité :

Il existe 3 classes de priorité qui sont utilisés en cas de congestion du réseau:

- * Priorité haute : le service doit être maintenu au détriment de toutes les autres priorités.
- * Priorité haute : le service doit être maintenu au détriment de la priorité basse.
- * Priorité basse : le service n'est assuré que si les autres services de priorité supérieure ont été traités.

2.2.1.1.2. Fiabilité :

Le paramètre de fiabilité indique les probabilités de perte, de duplication ou d'erreur résiduelle (après correction d'erreur) d'une trame GPRS appelée Service Data Unit (SDU). Il existe 3 classes suivant les tolérances de l'application utilisée, comme il est indiqué dans le tableau suivant:

Classe	Probabilité de perte d'une SDU	Probabilité de duplication d'une SDU	Probabilité d'erreur résiduelle dans une SDU
1	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}
2	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
3	10^{-2}	10^{-5}	10^{-2}

Tableau 2.1 les trois classe pour les trois probabilités dans une trame SDU

2.2.1.1.3. Délai :

Le paramètre de délai, latence du réseau, définit un délai moyen et un délai maximum à 95% du temps. Ce délai est calculé entre le mobile et la sortie du réseau GPRS vers le réseau filaire. Il ne prend donc pas en compte le délai induit par le réseau au quel se connecte le mobile (Internet, X.25, ...). Les valeurs sont données pour de petites SDU de 128 octets et des plus grosses de 1024 octets, cela permet d'observer les effets de la segmentation. Le tableau 2.2 montre le délai moyen et le délai maximum à 95% pour les SDU 128 octets et 1024 octets

Classe	SDU de 128 octets		SDU de 1024 octets	
	Délai moyen	Délai à 95%	Délai moyen	Délai à 95%
1	< 0.5 s	1.5 s	< 2 s	< 7 s
2	< 5 s	< 25 s	< 15 s	< 75 s
3	< 50 s	< 250 s	< 75 s	< 375 s
4 (Best Effort)	Aucun délai garanti.			

Tableau 2.2 le délai moyen et maximum pour SDU 128 et 1024 octets

Ces valeurs nous rappellent que nous utilisons un réseau basé sur la radio et non conçu à l'origine pour transporter efficacement des données. Néanmoins la classe 1 procure des délais adaptés à une consultation web à condition de ne pas transférer de gros volumes d'information. Ces délais seront moins pénalisants pour des applications de transfert de données (FTP).

2.1.1.4. Débits :

L'utilisateur dispose d'un débit défini par le débit maximum et le débit moyen.

Le débit maximum est le débit obtenu lorsque l'utilisateur utilise la totalité de son Time Slot (TS ou IT pour Intervalle de Temps en français). La notion de TS a été définie dans la partie GSM, en GPRS le même support radio est utilisé, nous le verrons plus tard. Le débit atteignable sur un TS est fonction du type de codage et de redondance utilisée comme illustré dans le tableau 2.3

Un utilisateur peut aussi utiliser plusieurs TS simultanément.

Le débit moyen est le redondance utiliser au cours de la transmission, en effet l'utilisateur ne transmet pas en continu et la capacité libérée entre 2 transmissions peut être utilisée par un autre mobile.

Comme évoqué précédemment, le GPRS utilise 4 codages qui protègent plus ou moins les données contre d'éventuelles perturbations. Ceci est effectué par une augmentation ou diminutions de la redondance au niveau de la couche physique. Le choix du codage est principalement basé sur la distance et la qualité de la liaison radio entre le mobile et la station de base.

Pour mieux comprendre ces codages, nous allons voir la structure de la trame de niveau 2 et sa transformation avant transmission dans le cas d'un codage CS-1. Le codage CS-1 est aussi celui employé pour le canal SACCH du GSM car il fournit une excellente protection.

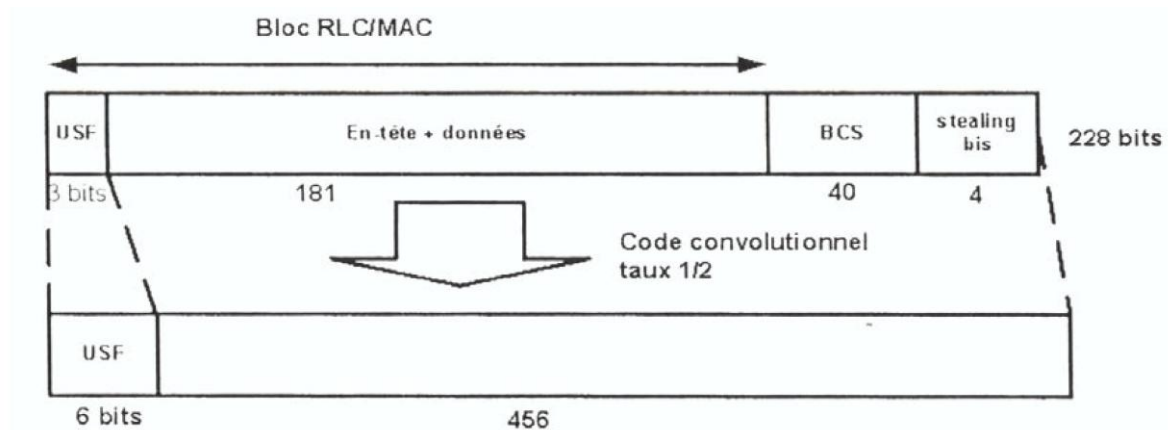


Figure 2.1: Trame de niveau 2 avant et après traitement pour la transmission.

Le champ USF (Uplink Status Flag) permet de donner l'état des TS et attribue, lors de la descente des informations vers le mobile, les TS pour la remontée d'information. Ce champ doit être lisible par tous les mobiles présents dans la zone pour qu'ils sachent quel sont les TS disponibles.

Les bits poinçonnés sont des bits de redondance issus d'un code convolusionnels (le résultat est fonction de n bits antérieurs) amélioré.

Le BCS est un champ de contrôle de la trame envoyée.

Les stealing bits permettent une re-synchronisation sans perte de trame en cas de perte d'un nombre de bit égal au maximum au nombre de stealing bits. Un ou plusieurs bits peuvent être perdu à cause d'un retard dans la transmission ou d'un handover.

Type	Rendement	Bits de données	Bits de BCS	Stealing bits	Bits codés	Bits poinçonnés	USF	Débit kbit/s
CS-1	0.5	181	40	4	456	0	3	9.05
CS-2	2/3	268	16	4	588	132	6	13.4
CS-3	0.75	312	16	4	676	220	6	15.6
CS-4	1	428	16	0	456	0	16	21.4

Tableau 2.3: Le débit atteignable sur un TS pour chaque type de codage

Le seul moyen d'obtenir les débits les plus élevés est de se placer près de la station de base pour que les perturbations radio soient minimisées et que le codage CS-4 soit utilisé. Ce dernier consacre en effet la plupart de la bande passante aux données et bits de contrôle. La redondance est quasiment inexistante.

Nous allons maintenant étudier les fonctionnalités et caractéristiques inhérentes aux terminaux mobiles.

2.2.1.2. Les terminaux mobiles :

Afin d'exploiter au mieux les capacités du réseau GPRS les terminaux mobiles doivent être compatibles mais cela ne suffit pas toujours. En effet, deux mobiles compatibles GPRS peuvent se comporter différemment dans les mêmes conditions d'utilisation.

2.2.1.2.1. Classe des terminaux :

Les mobiles compatibles GPRS sont classés en 3 classes :

- **Classe A** : Utilisation simultanée du GSM et GPRS, le mobile peut effectuer une communication GSM sur un TS et peu utiliser plusieurs TS dédiés au GPRS en sus.
- **Classe B** : Gestion de la mobilité des deux services mais seulement un des services peu être utilisé. Le mobile sera donc correctement localisé en GSM et GPRS mais l'utilisation du GPRS empêche une communication GSM et réciproquement.
- **Classe C** : le mobile ne peut utiliser que le GSM ou le GPRS, il doit se re-localiser après le basculement d'un mode à l'autre.

Actuellement la plupart des mobiles sont de classe A, la différence se fait sur l'introduction de nouvelles technologies telles que l'EDGE et l'UMTS que nous aborderons en partie 2.5.

2.2.1.2.2. Capacité multi-slot :

Etant donné que la tarification GPRS est effectuée au volume, il est intéressant de chercher un moyen pour accélérer les transferts sans pour autant augmenter les coûts. La solution la plus simple est de transmettre sur plusieurs Time Slots simultanément.

Car comme expliqué précédemment, le GPRS utilise le support de transmission radio du GSM, 8 TS sont disponible par porteuse radio. Ces 8 TS sont partagé entre GSM et GPRS, l'affectation des TS peut être réalisée dynamiquement en fonction des besoins des utilisateurs. L'opérateur définit un nombre de TS minimum et maximum alloué au GPRS et le réseau s'adapte au besoin de la cellule.

En théorie il serait possible d'utiliser les 8 TS d'un canal radio pour des transferts GPRS. Mais dans la pratique ce cas ne se présente que très rarement, car il supposera que l'opérateur ait alloué la totalité du canal radio au GPRS et qu'aucun autre utilisateur ne soit présent sur la cellule.

Les téléphones mobiles ont donc des capacités multi-slot qui sont définies par :

- un nombre maximum de TS utilisable simultanément
- un nombre maximum de TS en lien descendant
- un nombre maximum de TS en lien montant
- un écart minimum en nombre de TS entre le lien montant et descendant, les mobiles les plus performants peuvent aussi utiliser des TS simultanément sur des fréquences différentes.

Voici un tableau définissant les différentes classes de mobiles répondant aux caractéristiques ci-dessus ;

:

Classe multislot	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Max. slots RX	1	2	2	3	2	3	3	4	3	4	4	4	3	4
Max. slots TX	1	1	2	1	2	2	3	1	2	2	3	4	3	4
Max slots actifs	2	3	4				5					Sans limite		
Δ slots entre TX et RX	3										2	TX et RX simulta. dans des fréqs différent.		

Tableau 2.4: différentes classes de mobiles

Maintenant que nous avons défini les différents services et possibilités apportées par le GPRS, nous allons étudier l'intégration des équipements dans le réseau GSM existant.

2.2.2. Le GPRS dans le réseau GSM [4] [8] :

L'implémentation du GPRS dans le réseau GSM est réalisée principalement grâce à deux nouveaux équipements : le SGSN (Serving GPRS Support Node) et le GGSN (Gateway GPRS Support Node). Ces deux équipements sont respectivement l'équivalent du MSC dans le réseau GSM et la passerelle entre le réseau GPRS et les réseaux extérieurs comme Internet.

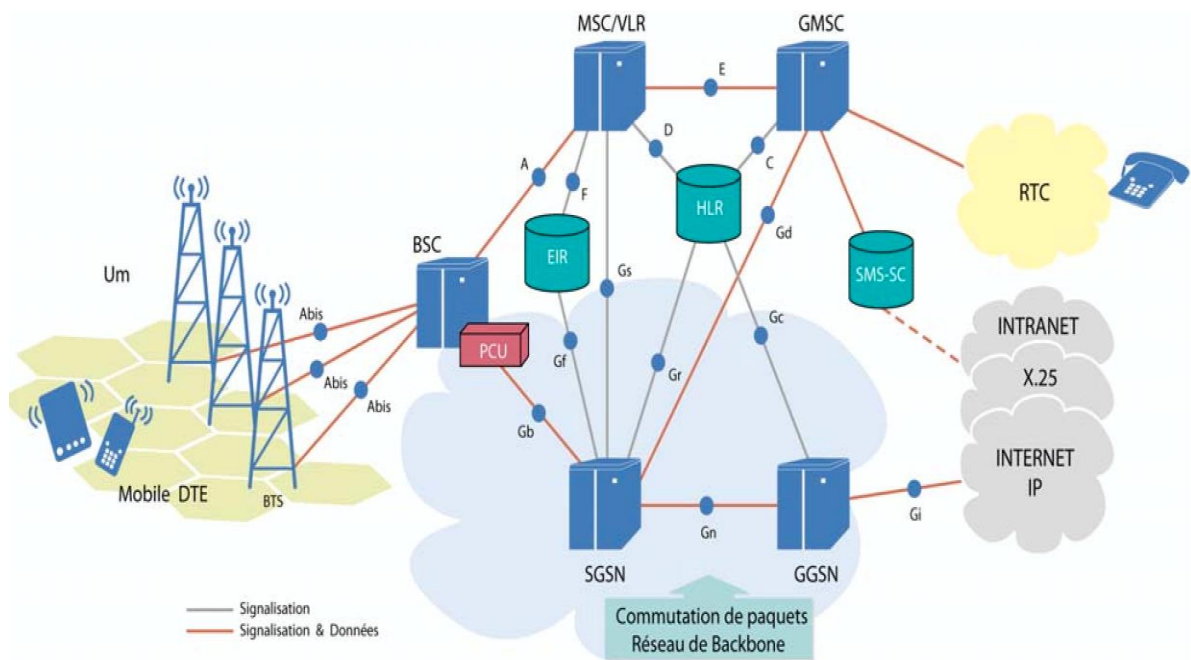


Figure 2.2: Intégration du réseau GPRS dans le réseau GSM.

La figure 2.2 permet de bien cerner les éléments nouveaux de GPRS dans le réseau GSM.

Les times slots alloués au GPRS sur le lien radio sont rapatriés par l'interface Abis. Sur cette interface, les données et la signalisation GSM et GPRS sont entrelacés et répartie sur les différents intervalles de temps de la trame PDH à 2Mbits/s. C'est lors de l'arrivée au BSC que la séparation est effectuée.

Les communications vocales sont envoyées au MSC tandis que les paquets GPRS sont transmis au SGSN via la PCU.

Les informations sur les utilisateurs et la gestion de la mobilité sont, comme en GSM, renseignés dans la HLR communes aux deux technologies. Je vais donc maintenant aborder les couches protocolaires dédiées au GPRS ainsi que l'implémentation de ces couches dans chaque équipement GPRS.

2.2.2.1. Couches protocolaires GPRS :

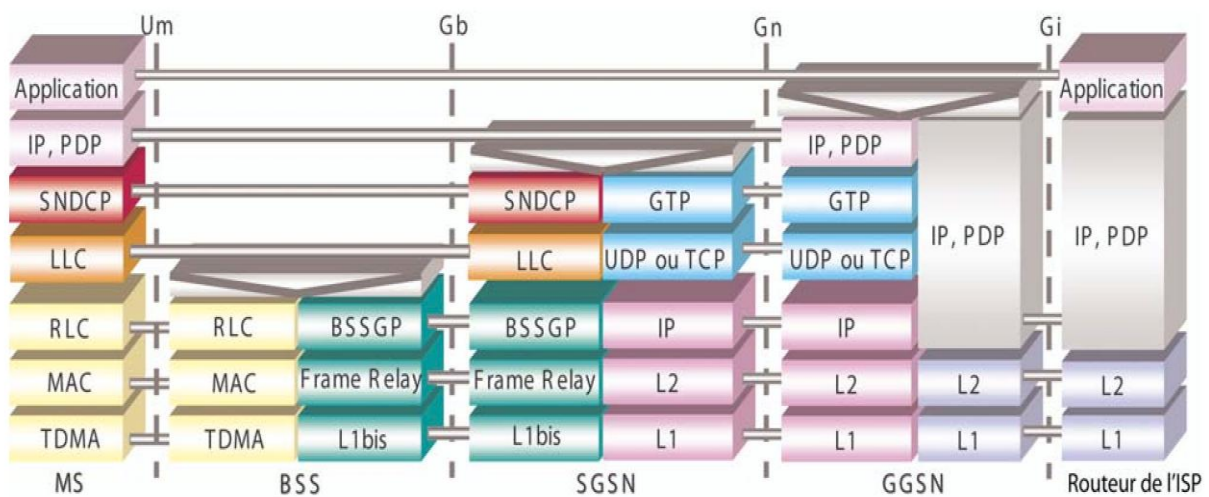


Figure 2.3: Couches protocolaires des échanges de données en GPRS

Le BSS regroupe la BTS, BSC et PCU, son rôle est de convertir les supports de transmission jusqu'au niveau 3.

Le PCU (Packet Control Unit) assure la segmentation des trames LLC (Logical Link Control) en RLC (Radio Link Control) MAC (Medium Access Control).

Les couches RLC/MAC sont très liées à l'interface radio et assure les retransmissions sélectives en cas de perte de blocks de données dues aux perturbations radio. RLC fiabilise le lien radio entre la MS et le BSS et MAC contrôle l'accès au canal radio partagé par plusieurs MS

Entre le PCU et le SGSN le support de transmission devient du Frame Relay qui est plus souple et économique à mettre en œuvre que des technologies plus récentes telles que l'ATM ou l'IP. A partir du SGSN les couches protocolaires sont basées sur celles des réseaux IP.

La couche BSSGP (BSS GPRS Protocol) gère les échanges entre le BSC et le SGSN (routage). Elle matérialise la QoS demandée par la MS et autorisée par le SGSN.

La couche LLC fournit un lien fiable entre le mobile et le SGSN, elle assure l'intégrité et le cryptage des données. Elle est indépendante des protocoles de l'interface radio des couches inférieures.

La couche SNDCP (Subnetwork Dependent Convergence Protocol) assure le transfert des données usager entre le SGSN et la MS et réalise la compression et décompression des données.

La couche GTP utilise le protocole IP/UDP afin de créer un « tunnel » pour y transmettre les paquets entre le GGSN et le SGSN.

Voici une illustration de l'encapsulation réalisée par ces différentes couches :

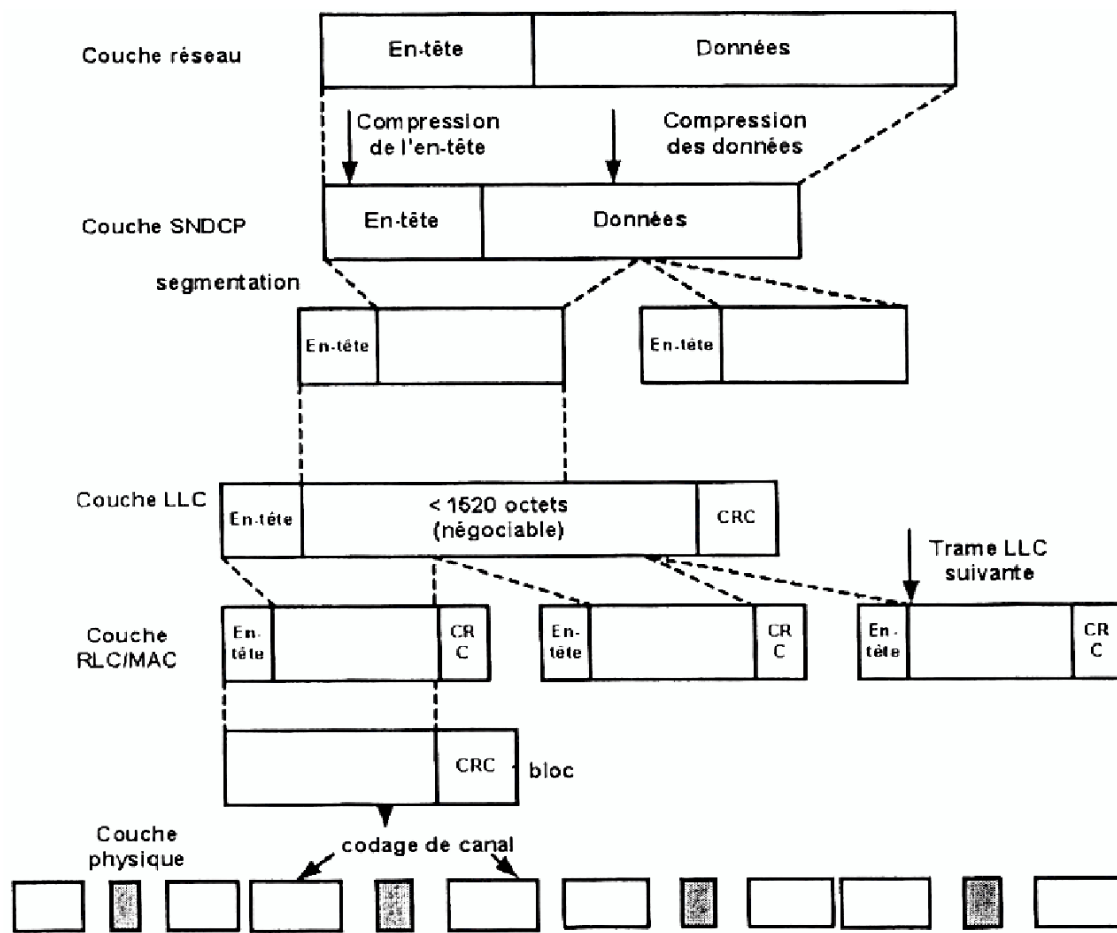


Figure 2.4: encapsulation réalisée par ces différentes couches

2.2.2.2. Récapitulatif :

Pour terminer, voici un récapitulatif des fonctions des trois équipements introduits pour le GPRS :

- PCU:

- * Segmentation des trames LLC
- * Ordonnancement des canaux PDCH
- * Mesure radio et gestion des canaux radio

- SGSN, équivalent GPRS du MSC :

- * Localisation des mobiles et gestion des ressources radio allouées au GPRS
- * Contrôle d'accès et gestion de la sécurité (cryptage, authentification,...)
- * Gestion des adresses des utilisateurs et de la facturation

- GGSN, passerelle entre le réseau GPRS et l'extérieur :

- * Gestion du routage
- * Collecte des informations de facturation au près du SGSN
- * Fonction de Firewall pour le réseau GPRS

2.2.3. Canaux logiques GPRS :

Les canaux logiques GPRS sont semblables à ceux présent en GSM comme indiqué dans le table suivant:

Groupe	Canaux Logiques	Abréviation	Nom	Sens	Fonction
PBCCH	Canal de diffusion	PBCCH	Packet Broadcast Control Channel	BS→MS	Diffusion d'information GPRS
PCCCH (Packet Common Control Channel) Canaux de contrôle commun	Canal de diffusion	PNCH	Packet Notification Channel	BS→MS	Canal dédié aux services multicast
	Canal d'allocation	PAGCH	Packet Access Grant Channel	BS→MS	Allocation de ressources GPRS
	Canal de recherche	PPCH	Packet Paging Channel	BS→MS	Paging pour un service GPRS
	Canal d'accès aléatoire	PRACH	Packet Random Access Channel	MS→BS	Demande accès au réseau GPRS, équivalent RACH en GSM
PDCH (Packet Data Channel) Canaux dédiés aux données	Canal de trafic	PDTCH	Packet Data Traffic Channel	MS↔BS	Transfert de donnée
	Contrôle associé	PACCH	Packet Associated Control Channel	MS↔BS	Canal auxiliaire de contrôle
	Contrôle d'avance de temps	PTCCH/U	Packet Timing Advance Control Channel	MS→BS	MAJ timing advance pendant un transfert GPRS

Tableau 2.5 : Les canaux logiques GPRS

Le canal PDTCH est alloué sur un canal physique à un mobile pour la durée du transfert, plusieurs PDTCH peuvent être utilisés simultanément lors d'une utilisation multi-slot.

2.3. Identification et localisation GPRS [8] :

2.3.1. Identifiants GPRS :

Comme en GSM, un certain nombre d'identifiants sont associés à un mobile. Certains identifiants du GSM sont réutilisés.

IMSI identifie le mobile lors de communications GPRS PTP.

MIGI (International Mobil Group Identity) permet de recevoir une communication GPRS.

P-TMSI (Packet Temporary Mobile Subscriber Identity) identité transmise au mobile en mode crypté lors de son attachement au réseau GPRS. Le P-TMSI permet d'identifier le mobile dans le SGSN et peut être associé à une signature pour la sécurité.

TLLI (Temporary Link Layer Identity) si le P-TMSI existe alors le TLLI est redondant, mais si le P-TMSI n'a pas été fourni, le TLLI remplace l'IMSI du mobile pour la communication GPRS.

Le TLLI est présent dans la trame LLC et assure le bon adressage des packets.

TFI (Temporary Flow Identifier) est affecté à chaque trame LLC émise ou reçue, il remplace le TLLI à l'intérieur d'une cellule.

USF (Uplink Statuts Flag) comme nous l'avons vu lors de l'étude des différentes compressions, ce champ donne l'état des TS sur la liaison montante et permet d'attribuer sur le lien descendant les ressources utilisables par le mobile sur le bloc montant suivant.

2.3.2. Etats du mobile GPRS:

En présence d'une couverture GPRS le mobile peut prendre 3 états par rapport au SGSN en fonction de ses besoins.

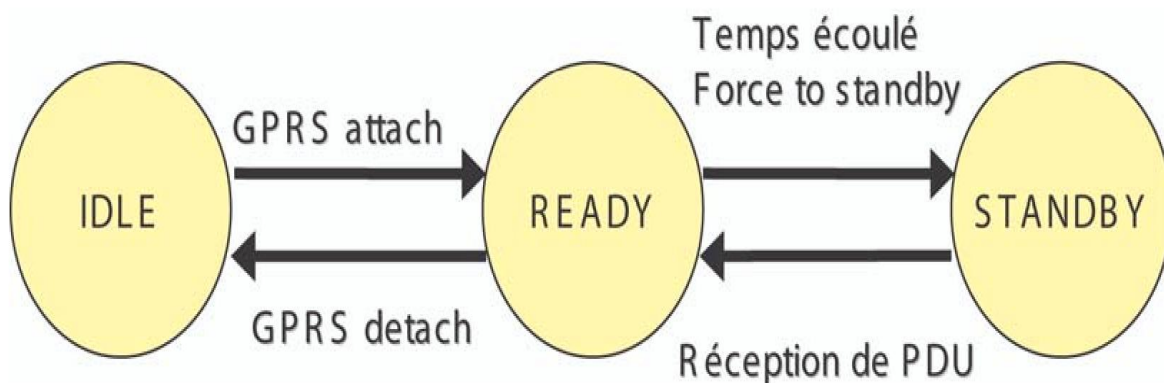


Figure 2.5 les états de mobile GPRS

Etat repos (IDLE) :

Correspond à un mobile éteint ou qui souhaite se mettre hors du réseau. Le mobile n'est pas attaché au réseau. Il est connu du réseau GPRS à la LA (voir localisation GPRS) près, il n'y a donc pas de gestion de la mobilité, les transferts de paquets sont impossibles.

Pour sortir de l'état repos, il doit s'attacher au réseau GPRS puis activer un contexte PDP pour que l'adresse SGSN soit connue des GGSN.

Dans l'état repos, le mobile peut néanmoins recevoir des messages.

Etat prêt (READY) :

Correspond à une localisation du mobile à la cellule près. Le mobile peut émettre et recevoir de données. Le MS peut procéder à la re-sélection des cellules, la mise à jour de sa localisation à la cellule. A chaque fin de réception ou de transmission, une temporisation est activée et le mobile reste dans cet état jusqu'à ce qu'elle arrive à échéance. Dans ce cas, le MS repasse à l'état stand-by.

Etat attente (STANDBY) :

Etat équivalent à l'état IDLE du GSM où le mobile est localisé à la zone de routage près. Le mobile est attaché au réseau, il est connu du SGSN et la gestion de la mobilité peut se faire.

Les procédures de sécurité ont été effectuées entre le réseau et le mobile :

- * Le mobile a sélectionné une RA et une cellule GPRS. Il peut recevoir les données mais les transferts de données sont impossibles dans cet état.

- * Le mobile est accessible au SMS par GPRS.

- * Le mobile passe à l'état READY en émettant ou en recevant des données. Un détachement implicite géré par une temporisation évite de monopoliser de la mémoire et le renvoie à l'état IDLE.

Le mobile GPRS se déclare auprès des entités GPRS par la procédure Attach, similaire à la procédure IMSI Attach GSM.

L'envoi du message Attach Request par le mobile permet de connaître :

- * L'IMSI du mobile ou son TLLI,

- * Le Class mark qui donne les caractéristiques de la connexion demandée,

- * La classe du mobile,
- * Le nombre de TS maximum pouvant être supportés par le mobile et le réseau.

2.3.3. Localisation GPRS:

Le mécanisme de localisation en GPRS est identique à celui utilisé en GSM sauf qu'il a lieu dans des RA (Routing Area) dérivées des LA (Localisation Area) du GSM.

Une RA est un ensemble de cellules, et un sous-ensemble de LA.

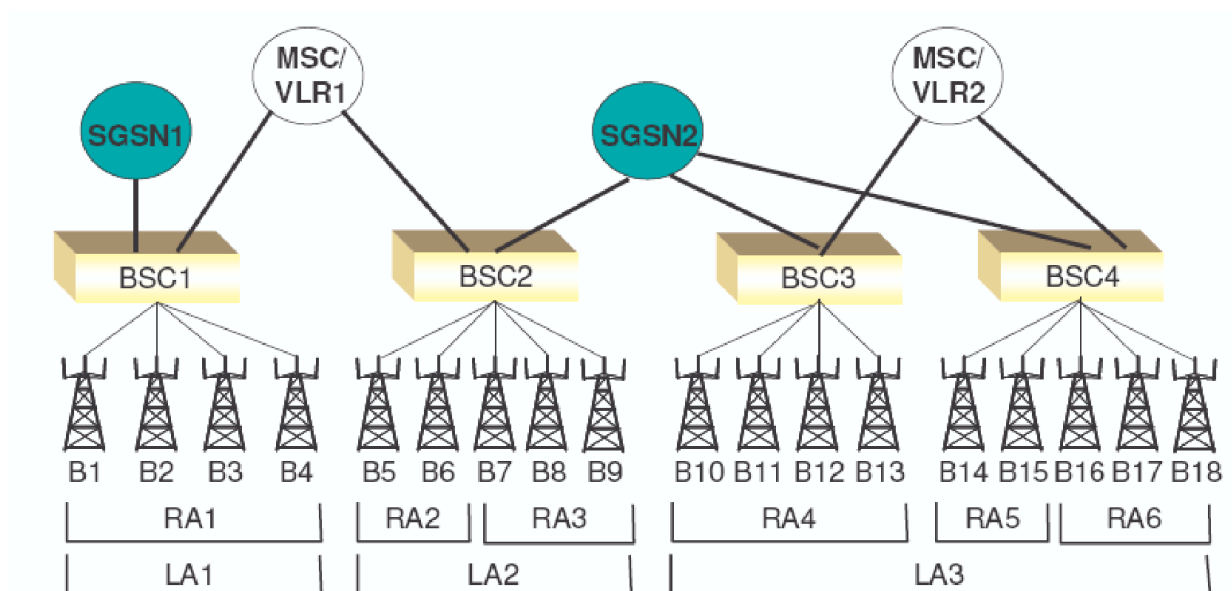


Figure 2.6: Notions de RA et LA

La localisation par RA est donc plus précise que celle du GSM par LA, le nombre de cellules contenu dans une LA est donc plus faible. Cela est dû aux informations de signalisation plus nombreuses en GPRS qu'en GSM. Cependant les RA ne doivent pas être trop petites pour ne pas générer des localisations trop fréquentes.

Deux cas se présentent lors d'une mise à jour de la localisation :

- * le mobile change de RA, il fait une RA Update.
- * le mobile change de LA (donc de RA), il fait une mise à jour de RA dans laquelle il indique aussi un changement de LA. Le SGSN informe le MSC de la mise à jour de LA.

Dans une même RA, un mécanisme de sélection / resélection de cellules existe et est contrôlé par le mobile dans l'état READY ou par le réseau :

- * Les mobiles GPRS font des mesures de cellules voisines et resélectionnent la meilleure cellule
- * À la demande du réseau, le mobile réalise des mesures sur certaines fréquences et remonte les résultats. Le réseau peut alors choisir une cellule particulière. Ce mécanisme offre un meilleur contrôle des mobiles.

2.4. Etablissement de connexion GPRS [8]:

2.4.1. Notion de contexte PDP:

Après attachement au réseau, le SGSN connaît le GGSN concerné mais le GGSN ne connaît pas le mobile, pour cela les entités SGSN, GGSN, HLR et le mobile doivent activer des contextes PDP (Packet Data Protocol).

De plus, les contextes PDP permettent à un mobile GPRS d'ouvrir plusieurs sessions réseaux avec des qualités de services différentes, des protocoles réseaux différents.

Le contexte PDP défini :

- * Le type de réseau PDP utilisé (IP, X.25 ...),
- * L'adresse du terminal sur le réseau PDP,
- * L'adresse IP du SGSN courant,
- * Le point d'accès au service réseau utilisé NSAPI (Network Service Access Point),
- * La qualité de service négociée.

Le contexte PDP peut être activé à la demande soit du mobile soit du réseau.

Activation de contexte PDP par le mobile avant tout transfert de données:

- * Le mobile doit activer le contexte PDP auprès du SGSN et du GGSN en envoyant un message Activate PDP Context Request.
- * Les informations sur le contexte sont stockées par le SGSN qui retrouve à partir du profil de l'abonné, l'IMSI et le GGSN associé au contexte PDP activé.

- * Le SGSN transfère le contexte et l'IMSI au GGSN avec son adresse IP pour retrouver le mobile.

- * Le GGSN peut alors échanger des données du mobile au réseau externe et passer en tunnel les données de l'abonné vers son SGSN.

Lorsqu'un terminal du réseau GPRS veut transférer des données vers un abonné GPRS dont le contexte n'est pas activé mais qui est joignable, le réseau active le contexte PDP :

- * Quand un paquet arrive sur le GGSN, celui-ci retrouve l'IMSI de l'abonné à partir de l'adresse PDP du destinataire.

- * Le GGSN demande ensuite au HLR l'adresse IP du SGSN où se trouve le mobile.

- * Le GGSN envoie au SGSN un message pour demander au mobile d'activer lui-même le contexte suivant la procédure précédente.

- * Le GGSN attend que l'activation du contexte soit terminée pour envoyer les données au mobile.

2.5. Du GPRS à l'UMTS [8][5] :

Voici maintenant quelques ans que les réseaux de troisième génération UMTS ont été ouverts au grand public après plusieurs années de mise au point. Et pour ne pas négliger les zones moins denses où l'UMTS ne serait pas rentable l'EDGE est en cours de déploiement depuis le premier trimestre 2005 chez les trois opérateurs Français.

Le GPRS et le GSM ne sont pas pour autant abandonnés immédiatement mais leur mort est programmée, au moins dans les agglomérations, d'ici 5 à 8 ans selon les différentes prévisions et le choix des opérateurs. Dès aujourd'hui les opérateurs Orange et SFR, privilégient leur réseau de troisième génération pour acheminer les communications vocales. En effet, de plus en plus de clients renouvellent leurs mobiles en choisissant des offres attrayantes sur des modèles compatibles 3G même s'ils ne souhaitent pas réellement utiliser les services de visioconférence. Cela permet aux opérateurs de délester le réseau de deuxième génération et de ne plus investir dans des augmentations de capacité sur un réseau vieillissant.

2.5.1. L'EDGE:

Le principal avantage de l'EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution) est l'utilisation de l'infrastructure de deuxième génération pour supporter des débits jusqu'à 380 kbits/s.

La seule modification du réseau se produit au niveau de la BTS et du téléphone mobile. La modulation radio GMSK utilisée par le GSM et GPRS est remplacée par une modulation à 8 états de phases (8-PSK) bien plus efficace. En modulation 8-PSK 3 bits sont transmis par état de phase contre un seul en modulation GMSK. Cela a pour effet de tripler le débit brut de l'interface radio.

2.5.2. L'UMTS:

L'UMTS est un changement de génération, l'architecture du réseau, bien qu'inspirée du GSM, est totalement différente.

L'interface radio n'utilise plus un multiplexage temporel mais des codes orthogonaux sur une bande de fréquence commune à tous les utilisateurs.

Les BTS UMTS appelé Node-B ne sont plus connectés au réseau par des liens PDH à 2Mbits/s mais par des liaisons haut débit en ATM.

La totalité du réseau est donc conçue pour fournir des débits bien plus importants qui pourront atteindre 2Mbits/s en stationnaire.

Et d'ici 2008-2010 la 4^{ème} génération arrivera en Europe, les opérateurs japonais sont déjà en phase d'expérimentation de ce type de technologie. Les objectifs de cette future génération sont nombreux. Le premier sera de fournir un débit toujours plus élevé à l'abonné, qui serait aux alentours de 100Mbits/s. Mais un des plus importants aussi sera de réaliser la convergence et l'interopérabilité des tous les réseaux de communications : 3G, 4G, Internet sans fil (Wifi, bluetooth,..). Cela permettra à l'utilisateur de basculer automatiquement sur le réseau le plus performant et le moins coûteux. Le réseau aura une orientation Tout-IP pour maximiser la compatibilité et la mobilité sera gérée par de nouveaux protocoles en cours de développement tels que Mobile IP, Cellular IP, HMIP,....

Chapitre 03

Principe de l'OFDM

3.1 Introduction :

Dans les dernières années un grand sujet de discussion sur le 4^{ème} génération de mobile de communications a vu le jour, leurs principaux avantages sont: le spectre d'optimisation, la capacité du réseau et des hautes débits de données. Les systèmes 3G ne sont pas suffisants pour de nombreux services comme le transfert de données entre les téléphones sans fil ou le multimédia. Les fournisseurs d'équipement, se réunissent pour accélérer l'adoption d'OFDM, qui fera une partie de l'ensemble de la 4 G.

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de transmission multi-porteuses, de nombreuses porteuses, chacune étant modulée par un faible taux de données partagent la largeur de bande de transmission.

L'OFDM est similaire à l' FDMA dans la mesure où l'accès multi-utilisateur est obtenu en divisant la bande passante disponible en plusieurs chaînes, qui sont ensuite réparties entre les utilisateurs. Toutefois, OFDM utilise le spectre beaucoup plus efficacement par l'espacement des canaux beaucoup plus près. Ceci est réalisé pour faire toutes les porteuses orthogonales les unes aux autres, de prévenir les interférences entre les porteuses étroitement espacées. En FDMA chaque utilisateur est généralement alloué un seul canal de certains de bande passante, qui est utilisé pour transmettre toutes les informations pour les utilisateurs. La répartition de la bande passante est faite plus large que le montant minimum nécessaire pour empêcher les chaînes d'interférer avec d'autres. Cette bande passante supplémentaire permet aux signaux de canaux voisins à être filtrés, et de permettre une éventuelle dérive dans la fréquence centrale de l'émetteur ou récepteur. Dans un système typique, jusqu'à 50% de l'ensemble du spectre est gaspillé en raison de l'espacement supplémentaire entre les canaux.

TDMA peut surmonter ce problème en utilisant des canaux de bande passante plus large, qui sont utilisés par plusieurs utilisateurs. L'accès de plusieurs utilisateurs dans le même canal est réalisé par la transmission en leurs données pour des créneaux horaires. Ainsi, de nombreux

utilisateurs à faibles débits de données peuvent être combinés ensemble pour transmettre dans un seul canal qui a une largeur de bande suffisante de telle sorte que le spectre peut être utilisé d'une manière efficace. Cependant, il ya deux problèmes principaux avec TDMA. Il ya un frais général associé avec le passage entre les utilisateurs dû aux créneaux sur le canal. Cela limite le nombre d'utilisateurs qui peuvent être transmis efficacement dans chaque canal. En plus de ça, le débit symbole de chaque canal est élevé (comme le canal traite les informations de plusieurs utilisateurs), résultant des problèmes avec les retards de propagation.

L'OFDM surmonte la plupart des problèmes avec FDMA et TDMA. OFDM divise la bande passante disponible en plusieurs canaux à bande étroite (typiquement 100 -8000 Hz) Les porteuses pour chaque canal sont faites orthogonalement l'une à l'autre, permettant d'être espacés très proches les unes aux autres, sans les frais généraux comme dans le FDMA par exemple. Chaque porteuse dans un signal OFDM a une largeur de bande très étroite, ce qui résultant du taux symbole est faible [14].

Dans ce chapitre nous allons discuter en plus de détails sur cette méthode de modulation OFDM.

3.1 Historique de l'OFDM [24]:

Aux États Unis], on commençait à parler de modulations multiporteuses vers la fin des années 50. On voulait un système robuste qui pouvait remédier aux problèmes liés aux multitrajets. Dans un tel contexte, avec des canaux de transmission hostiles, les modulations classiques monoporteuses ne s'avérèrent plus efficaces. Une solution consistait à augmenter la durée des symboles émis. Cela fait, on voyait les débits chuter brutalement. Il fallait, alors, une solution bilatérale assurant d'un côté une robustesse du signal aux trajets multiples et, de l'autre côté, un débit acceptable.

Un premier modem HF utilisant des modulations 2-FSK sur 20 ou 40 voies en parallèle fut proposé en 1957. L'idée consistait à émettre simultanément sur des fréquences porteuses différentes des modulations à bas débits. Chaque porteuse était, donc, peu sensible aux effets du canal tandis que l'émission de plusieurs porteuses en même temps permettait d'obtenir un débit

binaire de 3 Kbit/sec dans la bande de 0 à 3 KHz. D'autres études permirent d'apporter des améliorations à cette première version de modem multiporteuse et de réaliser un modem nommé « KINEPLEX ».

Le principe était assez efficace pour garantir un bon débit sans aucun impact négatif sur le « BER » (« Bit Error Rate »), mais les N voies (sous-porteuses) envoyées en parallèle augmentaient l'encombrement spectral du signal émis. Les chercheurs pensèrent, alors, qu'on pouvait recouvrir partiellement les spectres des sous-porteuses en réduisant ainsi la bande occupée. Mais à l'époque, ce recouvrement spectral restait juste une solution théorique. Ils ne savaient pas encore comment les sous-porteuses pouvaient se chevaucher sans dégrader les performances du système.

Par la suite, d'autres chercheurs s'intéressèrent de plus en plus aux modulations multiporteuses. En 1966 des conditions d'orthogonalité furent mises en évidence. Cela aurait permis aux spectres des respectives sous-porteuses de se chevaucher, en optimisant ainsi la bande occupée par le signal émis. Dans ce même article, ils furent démontrés plusieurs lemmes et théorèmes concernant les paramètres de la modulation (forme d'onde, espace entre les sous-porteuses, etc...) pour assurer l'orthogonalité. Dès lors, on commença à parler de « Orthogonal Frequency Division Multiplexing » (« OFDM ») comme un type de modulations multiporteuses avec des propriétés bien précises (l'orthogonalité). Quelques années plus tard, on retrouve les performances théoriques d'un système de transmission utilisant une modulation OFDM, avec un intérêt particulier pour l'optimisation des instants d'échantillonnage en réception.

Aux États Unis la recherche avançait bien dans le domaine des modulations OFDM et en 1968 des chercheurs américains réalisèrent deux nouveaux modems OFDM. Le premier fonctionnait dans la bande 400 Hz - 3000 Hz et utilisait 64 porteuses espacées de 40 Hz et modulées par une 2-PSK. Le débit atteint était de 4800 bits/sec. Le second modem utilisait 43 porteuses sur une bande de 3 KHz dans le canal HF, chacune utilisant une modulation 2-PSK et le débit obtenu était proche de 2500 bits/sec. Après la réalisation de ces modems et après les études sur les performances du système OFDM, on s'aperçut que la synchronisation (en temps et en fréquence) représentait un problème crucial pour ces modulations car en dépendait fortement l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Malgré cette difficulté, la confiance en l'OFDM restait toujours forte. Un système OFDM pour le canal HF, avec des performances sensiblement meilleures que celles des modulations monoporteuses, Le premier brevet de modem OFDM fut

finaleme nt déposé aux États-Unis en 1970. La complexité en termes de réalisation et de mise en œuvre (banc de modulateurs, synchronisation...) de ces modems OFDM ne permettait qu'une utilisation dans le domaine militaire.

En 1979, avec l'apparition des « DSP » (« Digital Signal Processor »), la FFT pouvait être implémentée sur ces circuits numériques rendant les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser. Plus récemment en 1997, d'autres travaux sur cet aspect de systèmes OFDM ont également démontré que la transformée d'Hadamard permettait de remplacer le banc de modulateurs.

De nombreuses propositions de modems OFDM ont alors suivies. Un modem utilisant une modulation 16-QAM a été proposé. Il montre aussi que l'OFDM vérifie le critère de Nyquist, et qu'il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un filtrage de Nyquist. En 1979, on voyait apparaître un modem pour la bande HF comportant 48 sousporteuses espacées de 45 Hz, utilisant une modulation 32-QAM et atteignant un débit de 9.6 Kbit/sec.

Malgré cela, les modulations monoporteuses ne tombèrent jamais dans l'oubli car leur mise en œuvre était beaucoup plus simple que celle des nouvelles modulations multiporteuses. Ainsi, pendant les années 80, lorsque le projet de radio-diffusion numérique « DAB » (« Digital Audio Broadcasting ») fut lancé, les scientifiques ne s'intéressèrent pas aux systèmes OFDM. Ainsi ils cherchèrent une solution de type monoporteuse aux problèmes liés aux multitrajets, autorisant un débit binaire élevé et garantissant un faible « BER ». Ils furent proposés différentes solutions mais aucune ne permettait d'atteindre les performances souhaitées pour le système « DAB ». De plus, dans les conditions d'utilisations prévues, le canal était fortement non-stationnaire et non-linéaire, à la limite des conditions pour lesquelles l'égalisation était effectivement applicable. Par la suite, il fut démontré que les modulations OFDM pouvaient garantir les performances désirées pour le système «DAB », à l'aide d'un codage correcteur de type convolutif. Ces modulations furent alors appelées COFDM (« Coded OFDM »). Depuis, d'autres types de codage de canal, en particulier Reed-Solomon, ont été utilisés en complément ou à la place des codes convolutifs. À l'heure actuelle on parle aussi de turbo-codes. Le développement toujours croissant des DSP permettait de franchir de plus en plus les problèmes liés à la mise en œuvre des modulations OFDM ainsi, en 1991, l'ETSI retient l'OFDM comme modulation standard pour le « DAB ».

En parallèle, d'autres études se faisaient du côté de la télévision numérique «DVB » (« Digital Video Broadcasting »). La modulation OFDM s'imposa aussi pour ce standard et en 1997, l'« EBU » (« European Broadcasting Union ») retenait dans un rapport préliminaire l'OFDM comme modulation pour le système « DVB ».

Une autre application de l'OFDM est représentée par la norme « DSL » (« Digital Subscriber Line/Loop ») permettant une transmission des données hauts débits (entre 1.5 et 8 Mbps) sur paires de cuivre torsadées pour l'Internet. L'intérêt de ce procédé repose sur le principe qu'il ne faut pas déployer un autre support de transmission car il envoie les données grâce à un modem branché directement au câble téléphonique. Donc, on ne touche pas à l'infrastructure déjà existante. Dans le cas de l'« ADSL » (« Asymmetric DSL ») dont l'application principale est l'Internet haut débit, l'utilisation d'une modulation complexe comme l'OFDM a surtout intérêt pour sa bonne efficacité spectrale permettant des débits élevés dans une bande donnée.

Une proposition de l'OFDM pour le système de communication mobile, «UMTS », fut avancée par la société TELIA en 1996. Ils proposèrent une interface radio basée OFDM pour le standard « UMTS. Cette proposition ouvrait des perspectives ambitieuses dans le domaine du « MC-CDMA » (« MultiCarriers-Code Division Multiple Access »).

Entre 1999 et 2001, on voyait apparaître les standards pour les « WLAN's » (« Wireless Local Area Network's »), comme IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi et ETSI HiperLAN II, qui adoptaient la modulation multiporteuses OFDM comme spécification principale de leur couche physique. Dans ce contexte de mobilité un des gros problèmes est représenté par les forts « Peak-to-Average Power Ratio » (« PAPR») dus aux fluctuations de l'enveloppe du signal OFDM, qui engendrent des problèmes liés à la consommation du terminal mobile (voir amplificateur de puissance). Et encore, durant ces dernières années, la combinaison de l'OFDM avec le « CDMA » (« MC-CDMA ») est devenue une application de plus en plus intéressante. Cette nouvelle technologie permet d'utiliser le principe de l'accès multiple par code (CDMA) sur un multiplexage fréquentiel orthogonal (OFDM) en optimisant l'encombrement spectral. Ce procédé de modulation fut proposé par la première fois en 1993.

En 2005 une amélioration de la technologie Wi-Fi se présente d'abord sur le marché des États Unis et ensuite en Europe. Le standard, appartenant toujours à la famille du Wi-Fi, est le

IEEE 802.16 et il s'appelle Wi-Max. Ce système garantit un débit théorique jusqu'à 80 Mbps et une portée linéaire de 50 Km. Un an plus tard, un autre standard se présente sur la scène du Wi-Fi : le 802.11n. Il permet à la technologie Wi-Fi d'atteindre des débits théoriques entre 100 et 540 Mbps, en ajoutant l'utilisation de la technique « MIMO », et d'améliorer aussi la portée des réseaux sans fil. Début 2006, le procédé de modulation OFDM a été adopté par l'alliance WiMedia pour les communications à très haut débit (480 Mbps) et à courte portée (10 m), basées sur la technologie « Ultra Wide Band ». Ces améliorations du système Wi-Fi représentent donc les nouvelles applications des réseaux « WLAN » pour tout ce qui est accès à internet via « hot spots » (Zones à forte demande d'accès), par exemple.

Enfin, dans le domaine des télécommunications, le procédé de modulation OFDM s'impose de plus en plus dans les systèmes de transmission. Cela est dû à la robustesse des signaux OFDM dans des environnements difficiles (canaux multitrajets avec évanouissement) ainsi qu'aux débits élevés garantis.

3.2. Canal à trajets multiples:

Avant d'exposer le principe des modulations multi-porteuses, nous allons donner quelques caractéristiques du canal pour lequel ce type de modulations est intéressant. Les premières applications ont concerné la diffusion du son numérique dans le canal radiomobile : c'est l'exemple de ce canal que nous prenons, en n'omettant pas le fait que le modèle de ce canal peut aussi s'appliquer à d'autres canaux très perturbés.

Le signal émis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions, en particulier en milieu urbain et le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces échos d'amplitudes variables introduisent de retards variables.(fig. 3.1).

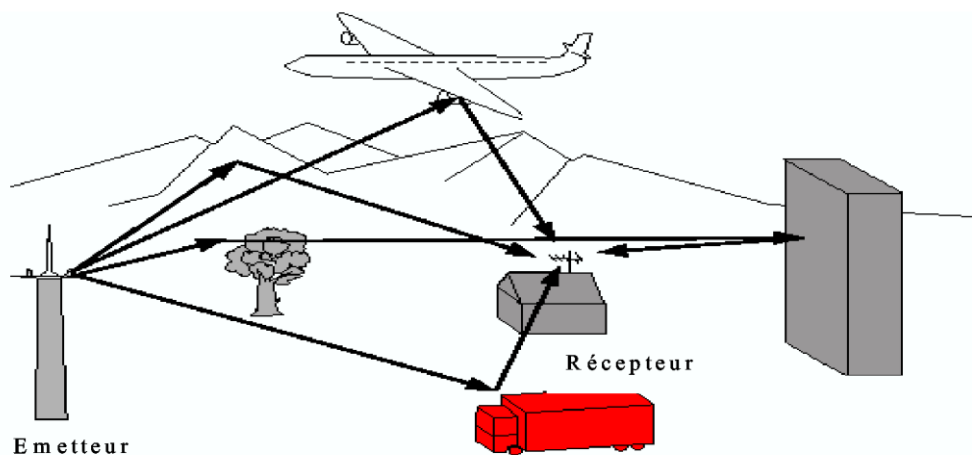


figure 3.1: signaux multi-trajets [15].

3.2.1 caractéristiques du canal multi-trajet:

Considérons un modèle simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et de signaux ayant subi des échos donc retardés de τ_i d'amplitude h_i . La réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i) \quad (3.1)$$

Sa fonction de transfert est donc :

$$H(f) = \sum_i h_i e^{-2j\pi f \tau_i} \quad (3.2)$$

Prenons l'exemple encore plus simple de 2 trajets, le direct et un retardé de τ .

$$h(t) = 1 + \alpha \delta(t - \tau) \quad \text{et} \quad |H(f)|^2 = 1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos 2\pi f \tau \quad (3.3)$$

La fonction de transfert a l'allure suivante :

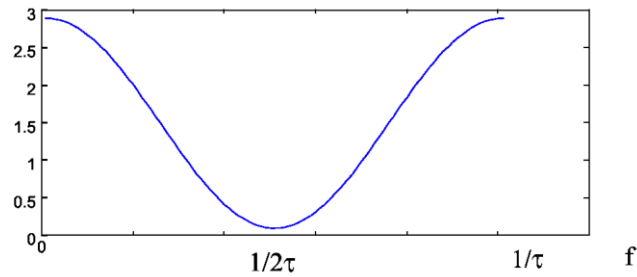


figure3.2 : fonction de transfert d'un canal comportant un retard

On remarque que la fonction de transfert comporte des zones où le signal sera amplifié ($H(f) > 1$) et des zones où le signal sera très affaibli ($H(f) < 1$) (zone d'évanouissement ou « fading »). Sa période de variation est de l'ordre de $1/\tau$, τ étant l'étalement des retards.

Suivant la valeur de la bande occupée B par le signal, deux cas peuvent se présenter :

- $B \ll 1/\tau$: $H(f)$ peut être considéré constant sur la bande B : le signal ne subit pas de distorsion, mais il peut être très affaibli si la fréquence de modulation se situe près de $1/2\tau$ (les signaux issus du trajet direct et du trajet retardé sont en opposition de phase). Mais il peut aussi être amplifié (signaux en phase).
- $B \gg 1/\tau$: $H(f)$ n'est pas constant sur la bande de fréquence et le signal subit des distorsions qu'il faut corriger à l'aide d'un égaliseur [10].

3.2.1.1 Atténuation:

C'est la baisse dans la puissance du signal lors de sa transmission d'un point à un autre. Elle peut être provoquée par:

- La longueur du chemin de transmission .
- Les obstructions dans le chemin et les effets par trajets multiples. Tous les objets qui obstruent la visibilité directe du signal (LOS: Line Of Sight) de l'émetteur au récepteur peuvent causer de l'atténuation .

- Masquage du signal peut se produire quand il y a une obstruction entre l'émetteur et le récepteur. Il est généralement provoqué par des bâtiments et des collines. C'est le facteur environnemental le plus important de l'atténuation. Les signaux radio se diffractent en dehors des frontières des obstructions ce qui va empêcher le masquage derrière les collines et les bâtiments .

Les émetteurs sont habituellement élevés aussi haut que possible afin de réduire au minimum le nombre des obstructions [14] [19].

Description	Atténuation typique causée par le masquage
Centre urbain fortement constitué	20 dB variation d'une rue à une autre.
Secteur sous urbain (peu de grands bâtiments)	10 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un centre urbain.
Secteur rural ouvert	20 dB la puissance de signal plus grande que celle dans un secteur sous urbain.
Terrain irrégulier et feuillage des arbres	3-12 dB variation de la puissance du signal

Tableau 3.1: L'atténuation typique dans un canal radio [14].

Les secteurs ombrés tendent à être vastes qui ont pour résultat une variation lente de la puissance. Pour cette raison, ce phénomène est appelé « slow fading » (évanouissement lent). Il est à noter que le problème de masquage est facilement résolu par un simple contrôle de puissance à la réception .

3.2.1.2 La sélectivité en fréquence d'un canal :

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles [15].

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets

multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio-mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile [11].

3.2.1.3 Effet des trajets multiples [10] :

De façon générale, supposons que le signal émis s'écrive :

$$s(t) = \text{Re}[s_1(t)e^{2j\pi f_c t}] \quad (3.4)$$

f_c étant la fréquence porteuse.

Le signal reçu est la somme des signaux issus des différents chemins :

$$x(t) = \sum \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (3.5)$$

Chaque chemin provoque une atténuation α_n et un retard τ_n qui varient en fonction du temps. Le signal $x(t)$ peut aussi s'écrire :

$$x(t) = \text{Re}\left\{\sum [\alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} s_1(t - \tau_n(t))] e^{2j\pi f_c t}\right\} \quad (3.6)$$

L'expression entre crochets montre que le signal en bande de base subit des atténuations α_n , des retards τ_n et des déphasages $(2j\pi f_c \tau_n)$ qui dépendent tous du temps.

A partir de cette formule on peut définir la fonction de transfert en bande de base :

$$c(t, \tau) = \sum \alpha_n(t) e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (3.7)$$

3.2.1.3.1 Effet des retards supposés indépendants du temps :

C'est une généralisation de ce qui a été présenté au § 3.2.1. Le signal $x(t)$ est :

$$x(t) = \sum \alpha_n s(t - \tau_n) \quad (3.8)$$

et la fonction de transfert en bande de base c ne dépend plus du temps :

$$c(\tau) = \sum \alpha_n e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (3.9)$$

Notons que le signal reçu est convolué par une fonction dépendant des retards : ici la convolution est discrète, mais on peut modéliser le canal par une distribution continue de retards.

Soit T_m le plus grand des retards appelé étalement des retards. La fonction de corrélation de c représente la puissance moyenne d'un signal impulsionnel dans le canal. Sa variation $\phi_c(\tau)$ en fonction de τ donne le profil des intensités créées par les retards dus aux multi-chemins et le retard maximum T_m . La transformée de Fourier de la fonction de corrélation de c donne la bande de cohérence spectrale.

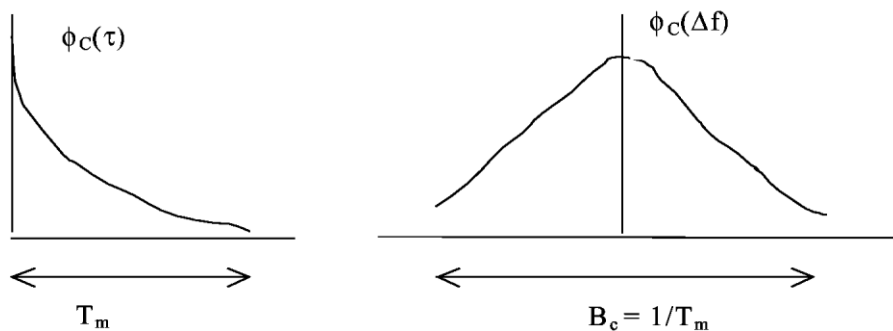


figure 3-3 variation de La fonction de corrélation.

Si la largeur de bande du signal Δf est inférieure à B_c la bande de cohérence, l'amplitude du signal est peu affectée, considérant que la fonction de transfert est quasiment constante.

Si la largeur de bande du signal Δf est supérieure à B_c , certaines composantes spectrales du signal seront affaiblies et le signal subira des distorsions. Le canal est sélectif en fréquence.

Prenons un signal composé de symboles émis avec une période T .

Si la durée des symboles est grande devant T_m , les symboles sont reçus sans interférences.

Si la durée des symboles est petite devant T_m , les symboles interfèrent entre eux.

3.2.1.3.2 Effets de la variation des caractéristiques du canal avec le temps (effet Doppler):

Pour simplifier, on considère un canal n'introduisant qu'un retard $\tilde{\tau}$. Pour ce retard, la formule donnant le signal reçu $x(t)$ pour $\tau=0$ par exemple est :

$x(t)=\alpha(t)s(t)$ ou $x(t)=\text{Re}\{\alpha(t)s(t)\}$ si $\alpha(t)$ est défini par un complexe c'est-à-dire que le signal reçu subit une atténuation et un déphasage.

Notons que le signal reçu est **multiplié** par une fonction dépendant du temps.

La fonction de transfert en bande de base est donc :

$$c(t,\tau) \approx \alpha(t) \cdot \delta\tau. \quad (3.10)$$

Ce cas se présente couramment pour un récepteur mobile : l'onde reçue subit **l'effet Doppler** et la fréquence de la porteuse est décalée d'une valeur dépendant de la vitesse du mobile et de l'angle de réception.

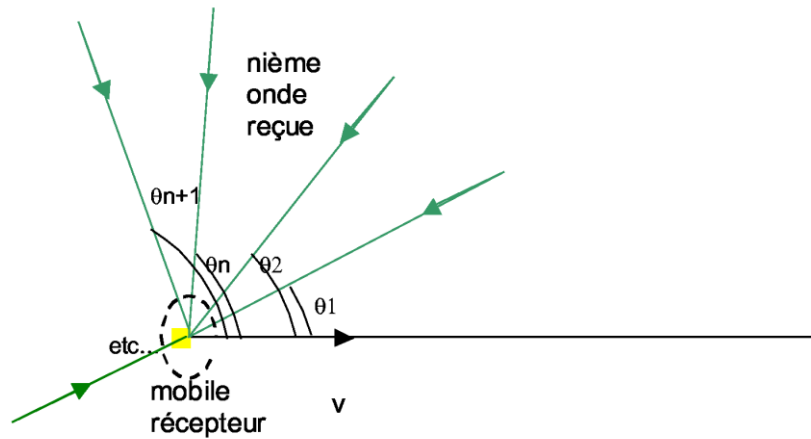


figure 3-4 réception des signaux par un mobile

Supposons que le mobile se déplace à la vitesse v et qu'il reçoive les ondes issues d'un même signal dans toutes les directions possibles θ_n c'est-à-dire que le canal est dispersif.

L'onde reçue dans la direction θ_n subit un décalage de fréquence égal à : $f_c \frac{v}{c} \cos \theta_n$

et le signal reçu par le mobile est la somme de toutes ces ondes : il subit une variation d'amplitude et un déphasage qui se modéliseront par une amplitude et une phase aléatoires de l'expression de $\alpha(t)$. On peut considérer que le nombre d'ondes reçues est très grand et que donc le théorème de la limite centrale s'applique. En supposant que les directions d'arrivée des ondes sont aléatoirement distribuées suivant une loi uniforme, on peut montrer que l'amplitude est une fonction de Rayleigh : la probabilité de $|\alpha(t)|$ s'écrit :

$$p(|\alpha(t)|) = \frac{|\alpha|}{\sigma^2} e^{-\frac{|\alpha|^2}{2\sigma^2}} \quad (3.11)$$

Souvent, on peut modéliser un canal variant dans le temps par une fonction du canal en bande de base multiplicative aléatoire suivant une loi de Rayleigh déduite d'un effet Doppler (canal de Rayleigh). On peut tracer le spectre de puissance Doppler du canal $S_c(\lambda)$ (λ représente la variation de la fréquence porteuse du signal) qui a l'allure d'un élargissement Doppler. Le spectre Doppler montre alors la variation de la fréquence porteuse. Sa transformée de Fourier inverse $\phi_c(\Delta t)$ montre la variation en fonction du temps de la puissance due à un retard [10] [21].

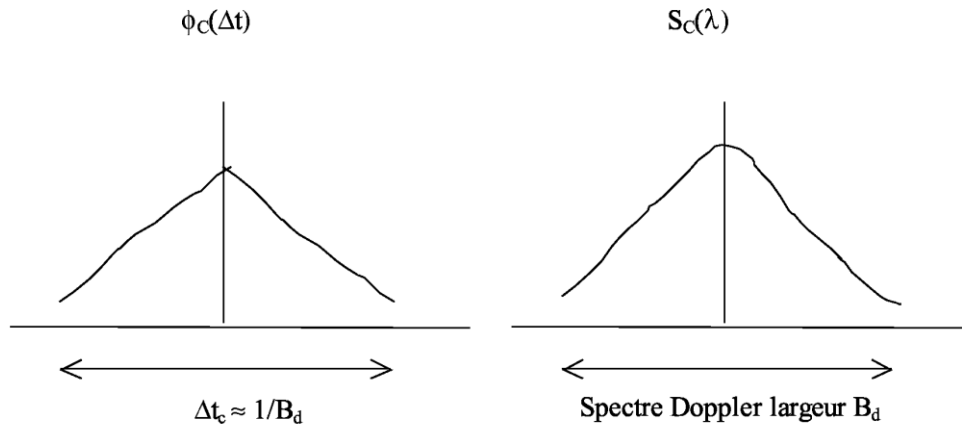


figure 3-5 spectre Doppler et sa transformée de Fourier

Si le canal ne varie pas dans le temps, $\phi_C(\Delta t)$ reste constant, sa transformée de Fourier $S_C(\lambda)$ est un Dirac, B_d est nul et la fréquence porteuse reste constante.

Si la période T des signaux émis est grande devant le temps de cohérence $\Delta t_c \approx 1/B_d$, on observera un affaiblissement de ces signaux.

Si la période T des signaux émis est petite devant le temps de cohérence $\Delta t_c \approx 1/B_d$, le canal pourra être considéré comme invariant dans le temps.

En général, les deux phénomènes décrits sont présents : multi-retard et effet Doppler.

3.3 Principe des modulations multi-porteuses:

Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit.

Dans un système conventionnel de transmission de données en série, les symboles sont transmis séquentiellement : le spectre de chaque donnée est autorisé à occuper toute la bande passante disponible.

3.3.1 Notions d'orthogonalité:

3.3.1.a Rappel mathématique:

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a,b]$ par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad (3.12)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$. Pour réaliser une base orthogonale à N dimensions, il suffit de trouver N fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la figure 3.6, un ensemble de N fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale [16].

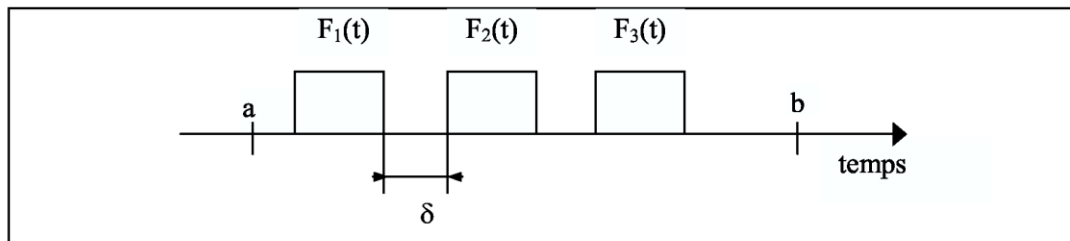


Figure 3-6 Exemple d'une base orthogonale

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence .

3.3.1.b Application au procédé OFDM: L'orthogonalité temporelle

Envisageons tout d'abord des signaux continus, donc non encore échantillonnés. Dans ce cas, un signal OFDM est composé d'une somme de N sinusoides de fréquences respectives f_k ,

transmises durant une durée T_u , k variant de 1 à N , et définie par $f_k = \frac{k}{T_u}$, cette condition permettant, d'avoir un nombre entier de sinusoïdes sur chaque sous-porteuse durant T_u [16].

Chaque sous-porteuse $s_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

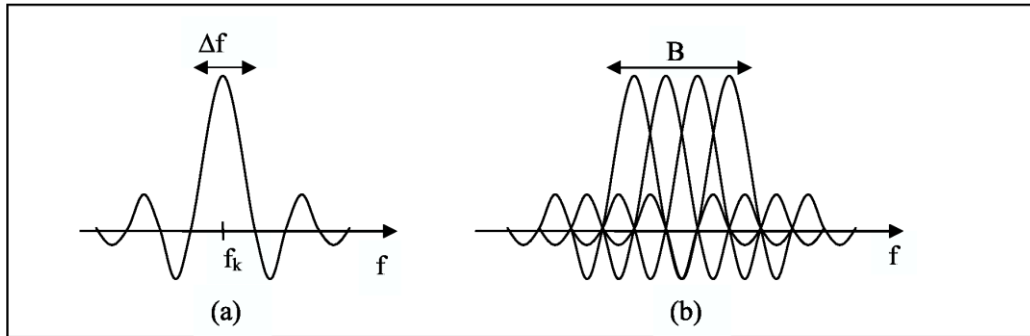
$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \frac{k}{T_u} t) & 0 < t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{pour } k \in [1, N] \quad (3-13)$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_i(t)$ et $s_j(t)$ de fréquences respectives f_i et f_j , définies par l'expression (3-13), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_u]$, puisqu'elles vérifient l'équation (3-12)

3.3.1.c Application au procédé OFDM: Orthogonalité fréquentielle :

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_u , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_u dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux premières fréquences $f_{-z} = f_k - 1/T_u$ et $f_{+z} = f_k + 1/T_u$. On remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée figure (3-7), le spectre (a) étant celui d'une sous-porteuse i , de bande $\Delta f = 1/T_u$ et le spectre (b) celui du signal OFDM à $N=4$ sous-porteuses et, qui s'étale sur $B = N \cdot \Delta f = N/T_u$.

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses [16].



Figure(3-7): (a) spectre d'une sous porteuse (b):spectre d'un signale OFDM

3.3.2 Principe de la modulation:

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

Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{N-1}

Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$$s_1(t) = c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (3.14)$$

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

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (3.15)$$

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

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

et

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}} \quad (3.16)$$

Voici le schéma de principe de la modulation.

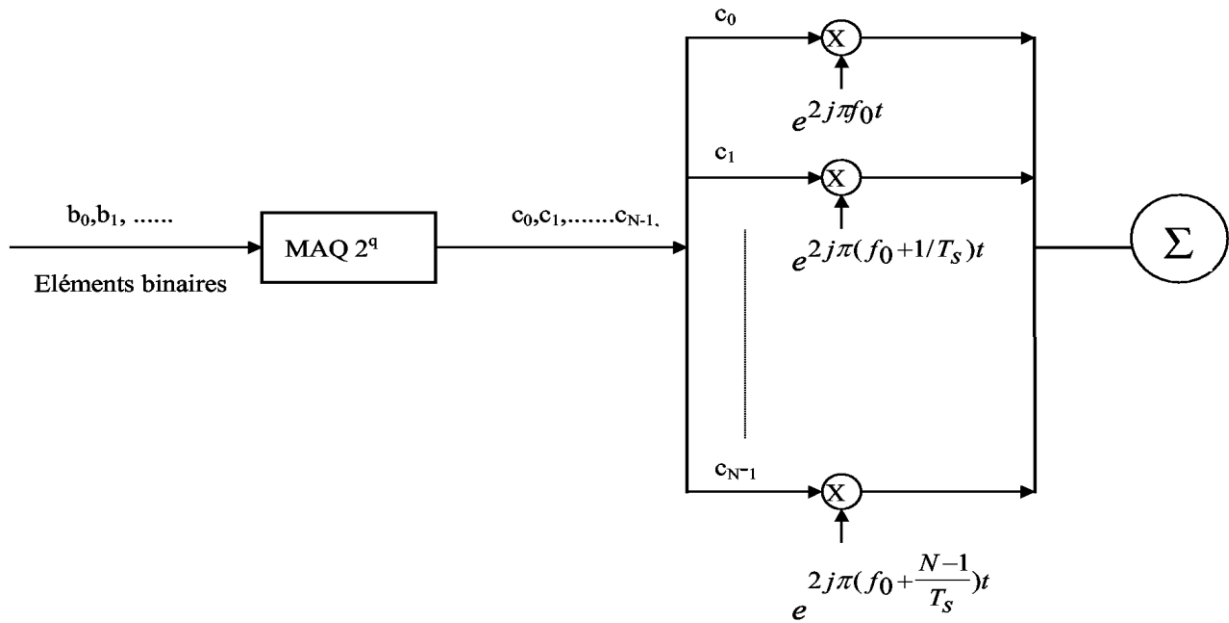


Figure 3.8 : schéma de principe d'un modulateur

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à $2q$ états). Ces données sont des symboles q -aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses [11] [12].

De l'équation (3.16), on peut déduire l'expression réelle du signal :

Si :

$$c_k = a_k + jb_k$$

$$S(t) = \text{Re}(s(t)) = \text{Re}\left(\sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) - b_k \sin(2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t) \quad (3.17)$$

D'après l'expression du signal et la figure 3.8, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM.

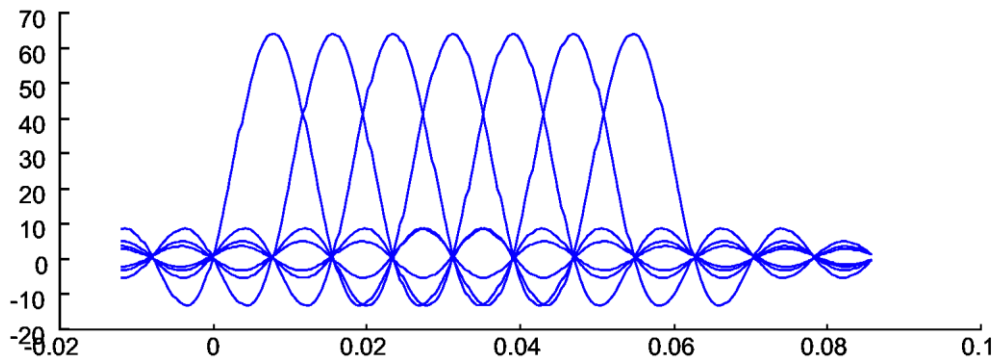


Figure 3.9 : Spectres des différentes porteuses

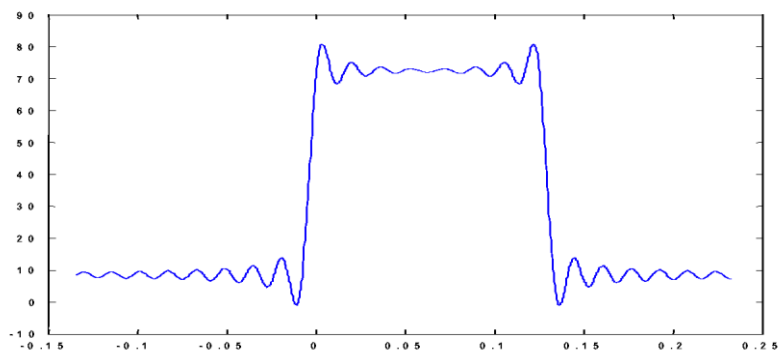


Figure 3.10 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée TS , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

La figure 3.9 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. (Orthogonal de OFDM).

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.

La figure 3.10 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_s$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_s$.

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

La réalisation suivant le schéma de principe nécessiterait N modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal 3.16 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.

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

De même chaque signal d'un sous-porteuse donnée est émis idéalement pendant la période symbole OFDM T_s doit être $\ll 1/B_d$ pour que sur chaque sous-porteuse le canal soit considéré comme invariant dans le temps. Par contre, il peut varier sur plusieurs symboles [10].

3.3.3 Principe de la démodulation:

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{3.18}$$

$H_k(t)$ 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 ($T_s \ll 1/B_d$).

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique [10][11].

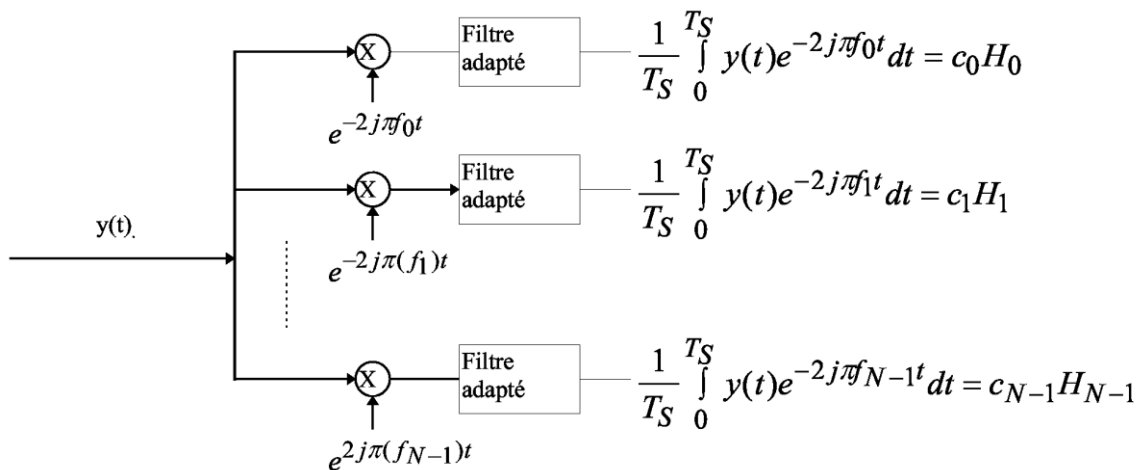


Figure 3.11 : Schéma de principe du modulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{K=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{1}{T_s} t} dt = c_i H_i \quad (3.19)$$

parce que

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

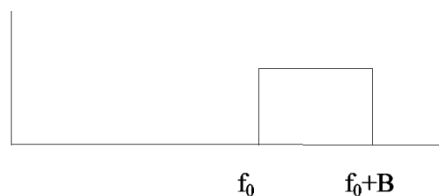
En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

3.3.4 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier

discrètes [10][12] :

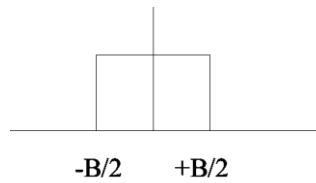
Pour discrétiser, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage. Voyons comment la démodulation impose cette fréquence :

Le signal occupe la bande passante B autour de la fréquence d'échantillonnage f_0 comme le montre le schéma suivant :



Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de $f_0+B/2$, fréquence médiane de la bande.

Le spectre occupera la bande $[-B/2, B/2]$, comme on le voit sur le schéma suivant :



La bande passante du signal étant $B/2=N/2T_s$, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à $2B/2$ soit N/T_s . L'échantillonnage se fera aux temps $t_n=nT_s/N$

La chaîne de transmission est schématiquement la suivante :

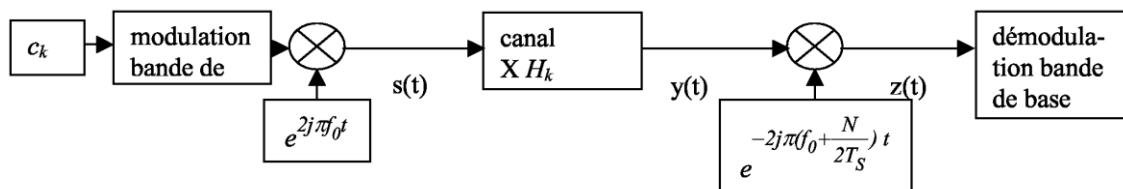


figure (3-12) : chaîne de transmission

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0+B/2$ s'écrit alors :

$$z(t) = y(t)e^{-2j\pi(f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi(\frac{k-N}{T_s})t} \tag{3.20}$$

Puis après échantillonnage,

$$z(t_n) = z(nTs / N) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (3.21)$$

On voit que z_n est la Transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier directe discrète.

L'intérêt de cette discrétisation est qu'on peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithmes de FFT (direct) et IFFT (inverse).

Le schéma de principes du démodulateur se simplifie :

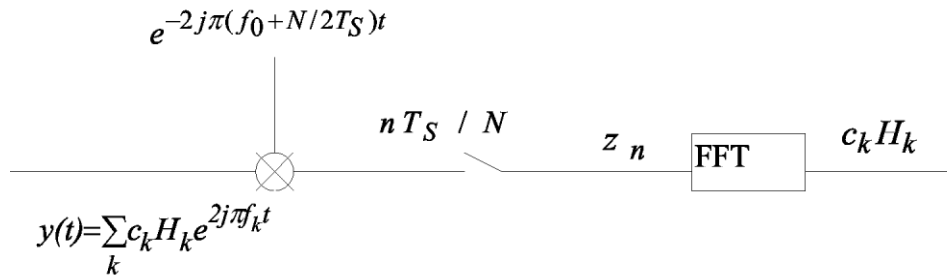


figure 3.13: Démodulateur utilisant la FFT

Si on suppose que le signal modulé en bande de base $s(t)$ est lui aussi discrétisé, les échantillons s_n s'écrivent :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (3.22)$$

Le schéma de principe du modulateur est le suivant :

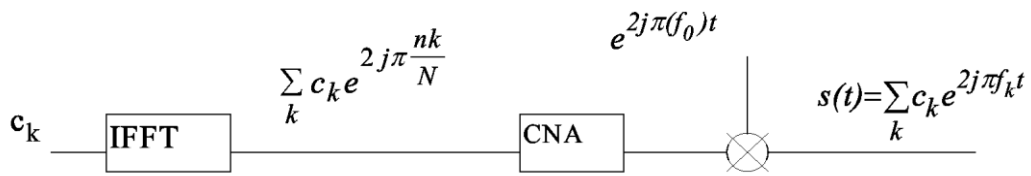


figure 3.14: Modulateur utilisant la IFFT

Physiquement, les symboles numériques c_k sont les données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal s_n sont les données dans l'espace temporel puisqu'on passe des premières aux secondes par une transformée de Fourier inverse.

Le spectre du signal OFDM est formé des c_k placés aux fréquences f_k , autour de ces données

le spectre s'élargit suivant un sinus cardinal à cause du spectre de la fenêtre temporelle T_s .

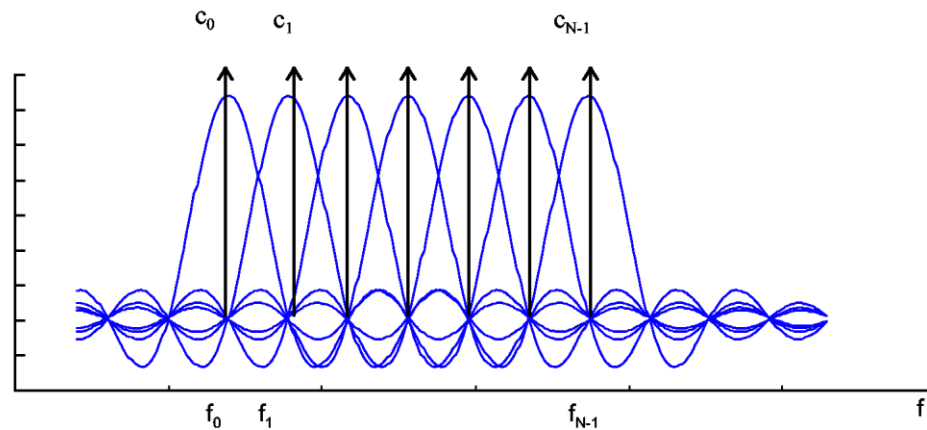
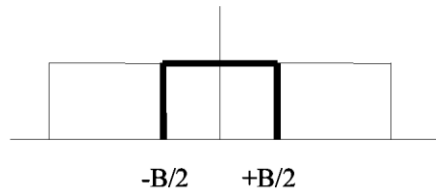


Figure 3.15 : Spectre du signal OFDM

Remarque :

- la période d'échantillonnage est la durée des symboles numériques issus de la constellation.
- revenons sur l'échantillonnage à la démodulation :

Le spectre après échantillonnage est le suivant (la fréquence d'échantillonnage est B bande occupée par le signal OFDM) :



Repliement de spectre dû à l'échantillonnage à la fréquence B

Pour être certain de ne pas avoir de repliement de spectre, on peut « annuler » les porteuses proches des extrémités de la bande passante. Il y a en réalité un peu moins de porteuses transmises que N .

On peut aussi filtrer le signal par un filtre de Nyquist.

On peut aussi sur-échantillonner.

3.4 Problème des interférences [16] :

Comme nous l'avons vu, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période iTS peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i-1)TS$. Il se produit alors des interférences. Dans cette partie nous expliquons les méthodes d'annulation des interférences entre porteuses (ICI, Inter Carrier Interference) et les interférences entre trames OFDM. Ce dernier type d'interférences est communément appelé interférences entre symboles (ISI, Inter Symbol Interference) même si ce terme n'est pas très bien adapté au procédé OFDM.

3.4.1 Interférence entre symboles (ISI):

Les interférences entre symboles sont dues au comportement multi-trajets du canal, le signal reçu provenant de la contribution du trajet direct et des trajets multiples introduisant des déphasages et des retards, ces derniers pouvant être du même ordre de grandeur que la durée d'un symbole. Pour remédier à ce problème, on ajoute entre deux trames OFDM, un préfixe ou intervalle de garde, dont

la durée Δ doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est présentée par la figure 3-16

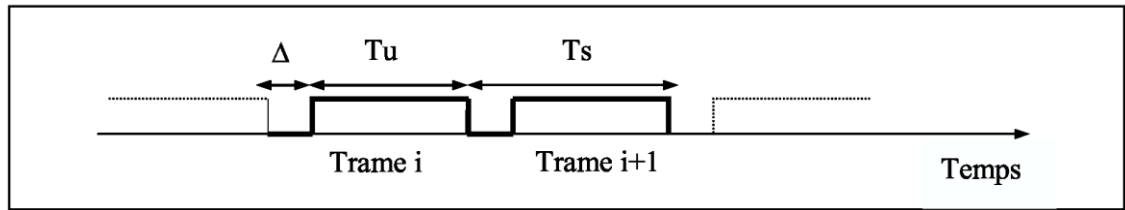


figure 3-16 : Insertion du préfixe

La trame initiale $\{D\}$ 1: N comporte N échantillons, chacun d'eux correspondant à un symbole issu de la modulation M-QAM. L'écart T_e entre deux échantillons successifs est identique à la durée d'un symbole D_k , ce qui revient simplement à dire que l'on a un point d'échantillonnage par symbole. Dans la technique OFDM, en dehors des aspects de transformée de Fourier, on effectue une conversion série parallèle (S/P) puis parallèle série (P/S). Pour retrouver le débit initial, il suffit simplement, lors de la remise en série, que l'écart temporel T'_e entre deux symboles OFDM s_n , donc entre les deux échantillons correspondants, soit identique à T_e . T'_e est souvent appelé "période d'échantillonnage de la trame OFDM". Malheureusement, l'insertion d'un préfixe va provoquer dans ce cas une diminution du débit utile. Pour pallier cet inconvénient, la solution la plus simple consiste, lors de la conversion parallèle série, à diminuer T'_e pour retrouver le débit initial. Ceci se traduira évidemment par une augmentation de la bande passante nécessaire à la transmission

Si on ajoute un préfixe dont la durée est identique à celle de L symboles, la nouvelle période T'_e d'échantillonnage pour obtenir le même débit doit être égale à :

$$T'_e = \frac{T_u}{N+L} = \frac{NT_e}{N+L} \quad (3.23)$$

La durée effective de la trame OFDM, comportant les N symboles échantillonnés à T'_e est désormais réduite à :

$$T'_u = N T'_e = \frac{NT_u}{N+L} \quad (3.24)$$

De même l'espacement inter fréquence $\Delta f'$ entre deux sous porteuses devient :

$$\Delta f' = \frac{1}{T'_u} = \frac{N+L}{N} \Delta f \quad (3.25)$$

La bande de transmission est donc augmentée du même facteur

$$K = \frac{N+L}{N}$$

Le préfixe est ajouté à l'émission après la IFFT, puis enlevé à la réception avant le module de la FFT.

3.4.2 Interférence entre sous-canaux(ICI) :

Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses, ou ICI (Inter Carrier Interference), vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non échantillonné. Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à N sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est δ , inférieur à la longueur du préfixe Δ . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, noté T_u . Observons sur la Figure 3.17 les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives f_i et f_{i+1} .

Dans la partie supérieure de la Figure, les signaux i et $i+1$ issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage δ , dû au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la fenêtre d'observation, de largeur T_u , liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée T_r .

En réception, après suppression du préfixé, on réalise la FFT sur la durée T_u de la trame OFDM, correspondant à la fenêtre visualisée sur la Figure 3.17. Si on s'intéresse tout d'abord au trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence f_i , convolée par la fonction porte de largeur T_u , correspondra à un sinus cardinal s'annulant aux fréquences, f_i+k/T_u , k étant un entier positif ou négatif. Il en est de même pour la sous-porteuse f_{i+1} , et compte tenu du décalage choisi entre les fréquences porteuses, le maximum d'un spectre correspondra au zéro d'un autre et inversement. Par contre, pour les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde n'est présente que sur une durée $T_r < T_u$. Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct. Les diverses courbes de la partie inférieure de la Figure 3.17 mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous-porteuse sur l'autre.

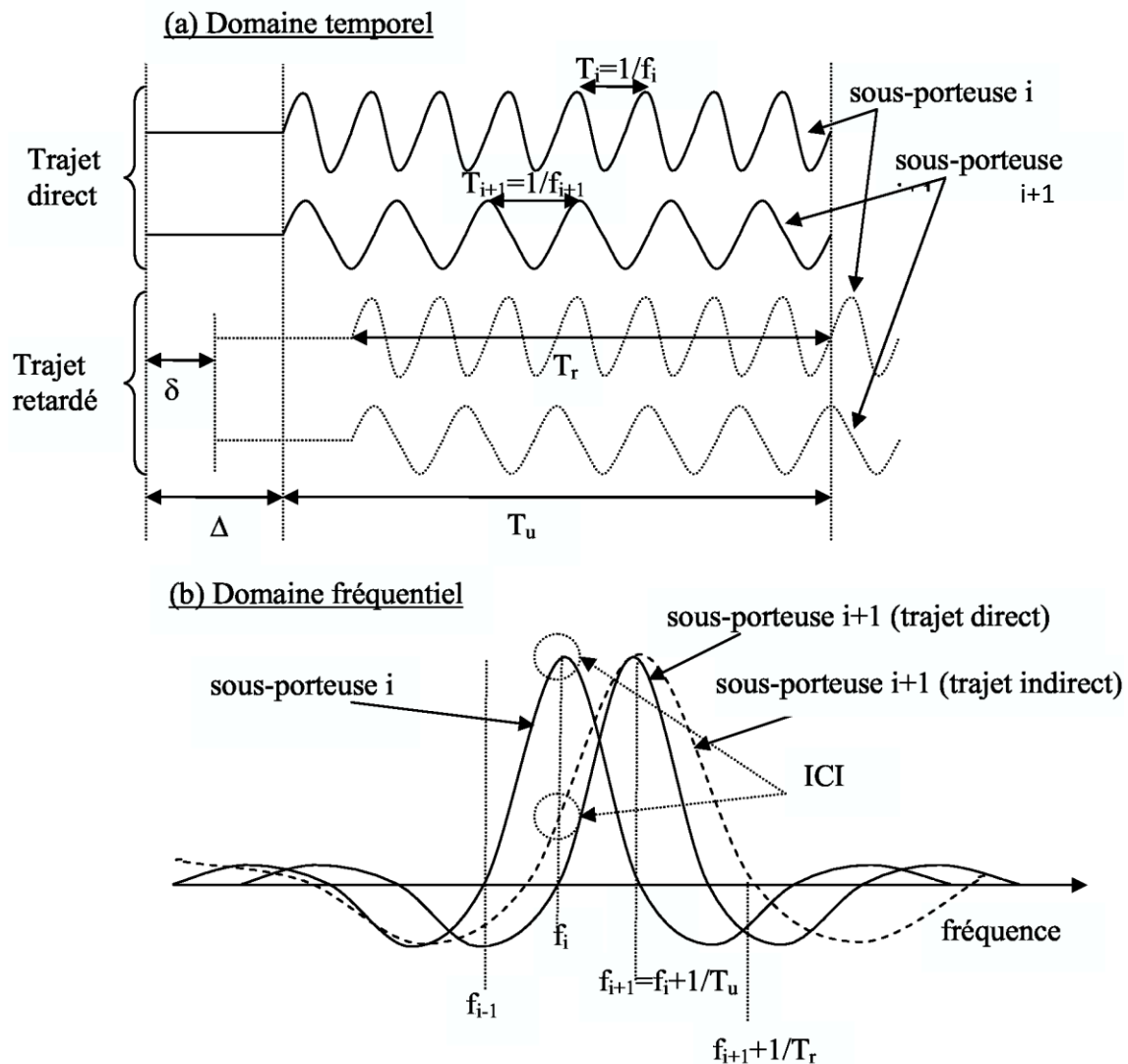


Figure 3.17 : Interférence entre porteuses dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b)

Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la copie des L derniers symboles de la trame OFDM, comme le présente le schéma de la Figure 3.18. On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette copie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoides sur la durée T_u . Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous-porteuse t issus des divers trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous-porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de L est choisie de telle façon que la durée des L symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets, comme nous l'avons signalé précédemment.

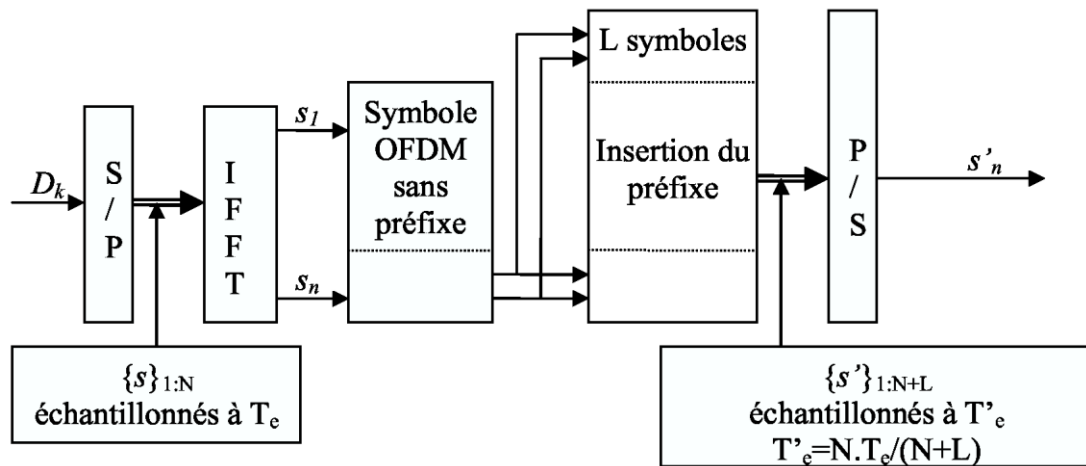


Figure 3.18 : Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique

3.5 MODULATION D'AMPLITUDE SUR DEUX PORTEUSES EN QUADRATURE (MAQ)

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation". C'est une modulation dite bidimensionnelle [18].

La modulation par Déplacement d'Amplitude MDA (*Amplitude Shift Keying ASK*) et la modulation par Déplacement de Phase MDP (*Phase Shift Keying PSK*), ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

En général un signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (3.26)$$

et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (3.27)$$

et

$$b(t) = \sum_k b_k g(t - kT) \quad (3.28)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

3.5.1 Les constellations MAQ-M [18]:

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre

$$E = M^2 \text{ états.}$$

Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe

$$c_k = a_k + j b_k .$$

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M = 2^n$, alors les a_k représentent un mot de n bits et les b_k représentent aussi un mot de n bits. Le symbole complexe $c_k = a_k + j b_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $m(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants.

De plus, les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments. Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles a_k et b_k qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\square d, \square 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée par la figure 3-19. La MAQ-16 a été souvent utilisée, notamment pour la transmission sur ligne téléphonique du RTC (à 9600 bit/s) et pour les faisceaux hertziens à grande capacité (140 Mbits/s) développés dans les années 1980.

Plus généralement lorsque les symboles ak et bk prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(M-1)d\}$ avec $M = 2^n$, on obtient une modulation à 2^{2n} états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.

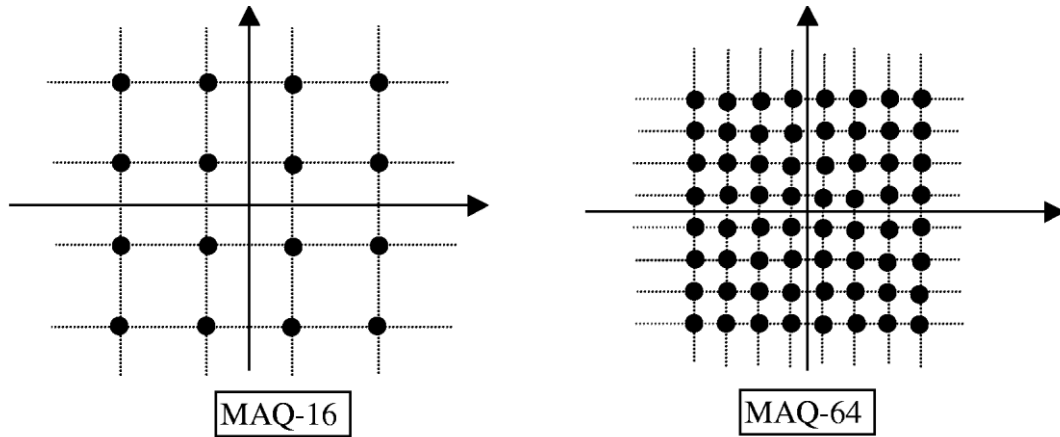


figure 3-19 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64

3.5.2 Modulation et démodulation [18]:

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles ak et bk indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur. En effet, pour le modulateur le train binaire entrant $\{ ik \}$ est facilement divisé en deux trains $\{ ak \}$ et $\{ bk \}$ (voir figure 3-20).

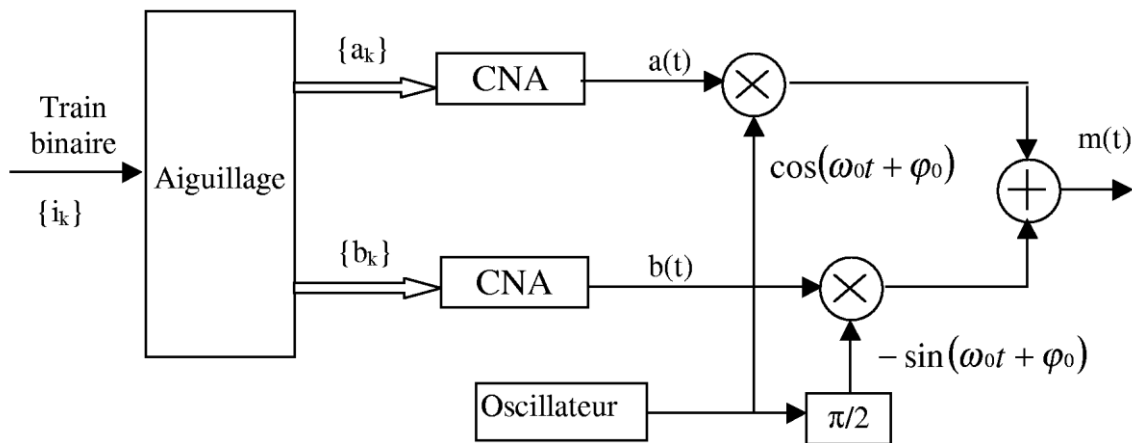


figure 3-20 : Modulateur MAQ-M

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission. Le signal reçu est démodulé dans deux branches parallèles, sur l'une avec la porteuse en phase et sur l'autre avec la porteuse en quadrature. Les signaux démodulés sont convertis par deux CAN, puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

3.5.3. Efficacité spectrale :

Pour une même rapidité de modulation

$$R = \frac{1}{T}$$

, le débit binaire $D = \frac{1}{T_b}$ de la MAQ-M est multiplié par $n = \log_2 M$ par rapport celui de la

MAQ-2. Autrement dit, pour une largeur de bande B donnée, l'efficacité spectrale $\eta = \frac{D}{B}$ est multiplié par $n = \log_2 M$.

n	$M=2^n$	Modulation	Débit Binaire : D	Efficacité Spectrale : η
1	2	MAQ-2	D	η
2	4	MAQ-4	$2.D$	$2.\eta$
4	16	MAQ-16	$4.D$	$4.\eta$
6	64	MAQ-64	$6.D$	$6.\eta$
8	256	MAQ-256	$8.D$	$8.\eta$

Tableau 3-2 le débit binaire et l'efficacité spectrale pour MAQ-M

Le tableau ci-dessus montre le gain obtenu sur le débit binaire et sur l'efficacité spectrale pour diverses modulations MAQ-M, ceci pour une même rapidité de modulation. L'intérêt d'augmenter M , même au prix d'une complexité accrue, est évident [18].

3.6. Exemples d'Application de l'OFDM [7] [17] :

3.6.1 ADSL:

La modulation OFDM est utilisée pour fournir des données à grande vitesse de connectivité à travers la norme câblage de cuivre qui va à chaque téléphone dans chaque maison. Si le câble téléphonique était traditionnellement utilisé pour des connexions vocales, l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) est un autre service prêt à utiliser. Le plus grand avantage pour l'ADSL est que l'infrastructure est déjà en place, offrant ainsi un énorme coût économique dans la fourniture du produit. Avec l'ADSL, les vitesses de transmission varient en fonction du type de la circulation. Les vitesses plus rapides sont utilisées pour la circulation descendante, tout en vitesse lente sont utilisées pour la voie montante du trafic. Les services traditionnels de la ligne sont encore conservés et les nouveaux ADSL services ne font pas obstacle à ce service.

Il existe de nombreuses variantes allant de l'ADSL : de la norme ADSL à ADSL4 qui peuvent fournir des vitesses allant jusqu'à 52 Mbit/s dans une bande passante de 3,75 MHz.

Pour la norme ADSL, le spectre est divisé en différentes sections. Le spectre d'origine (0 à 4 KHz) est réservé pour la demande vocale alors que le spectre au-dessus de cette fréquence est utilisé pour les données. Le signal est divisé en 255 Sous-porteuses. Ils sont espacés de 4.3125 KHz. Le spectre des fréquences d'une ligne de cuivre utilisée pour l'ADSL est de DC à 1.104MHz. Les 4

premiers KHz est réservée aux appels vocaux, suivie par une bande de garde non utilisés de 4 KHz à 25 KHz. Ce spectre se compose de 7 Sous-porteuses qui sont handicapés. Le spectre de 25 KHz à 138 KHz est utilisé pour la voie montante et se compose de 24 Sous-porteuses. Le spectre ci-après, de 138 KHz à 1104 KHz, est utilisé pour la descendante et comprend de 224 Sous-porteuses. Plus de Sous-porteuses sont réservés pour le trafic descendant de la circulation comme l'expérience la montré qu'il existe une plus grande quantité de trafic descendant que le trafic en liaison montante.

Chaque Sous-porteuses est continuellement surveillée et lorsque le rapport signal / bruit inférieur de 6 dB, la boîte est bloqué. Cela permet d'assurer l'utilisation la plus efficace de la connexion à tout moment.

3.6.2:DAB (Digital Audio Broadcasting):

Les progrès de la haute fidélité (hi-fi) des techniques d'enregistrement numérique déclenche une révolution numérique à la fin des années 1980 en technologie de radiodiffusion sonore. Les hi-fi sources sonores ne sont pas seulement appropriés pour l'intérieur mais aussi à une utilisation extérieure, et ils ont donné lieu à l'obligation pour la réception mobile des signaux audio numérique

Cette exigence, qui était jugé impossible au début Des années 1980 en raison des multiples problèmes, a été soudainement remplies par l'utilisation de OFDM Digital Audio Broadcasting (DAB) a été spécifiée entre 1988 et 1992, avec son introduction en Europe prévue pour la fin des années 1990. Plusieurs DAB essais sur le terrain ont été effectuées par des organismes de radiodiffusion en Europe, En plus, un grand nombre de mesures DAB ont également été menées, pour le champ électromagnétique, le canal de réponse impulsionnelle, invulnérabilité contre cochannel ingérence, d'erreur sur les bits taux, et ainsi de suite. Le tableau suivant montre trois modes de DAB

Paramètres de Mode	Mode 1	Mode 2	Mode 3
Bande passante	1.536 MHz	1.536 MHz	1.536 MHz
Nombre de sous porteuses Modulation	1,546	768 DQPSK	384 125 m s
Longue de symbole utilisé (T_s)	1 ms	250 m s	
Séparation entre sous porteuses (Δf) intervalle de Gard (ΔG)	3.968 kHz $T_s/4$ (250 ms)	1.984 kHz $T_s/4$ (62.5 ms)	0.992 kHz $T_s/4$ (31.25 ms)
taux de transmission d'information		2.4 Mbps	

Tableau3.3 :les paramètres et modes DAB [7]

3.6.3/ DVB-T Terrestrial Digital Video Broadcasting:

En Europe, est basé sur les résultats positifs de la DAB et des essais sur le terrain, terrestres de radiodiffusion télévisuelle numérique (DVB-T), avec l'utilisation de OFDM, a été normalisée par l'(ETSI) Européen Télécommunications Standards Institut en 1996. les deux modes définis dans l'DVB-T.

Paramètres de Mode	2k	8k
Bande passante	7.61 MHz	7.61 MHz
Nombre de sous porteuses Modulation	1,705 QPSK	6,817 64 QAM
Longue de symbole utilisé (T_s)	224 m s	896 m s
séparation entre sous porteuses (Δf) intervalle de Gard (ΔG)	4.464 kHz $T_s/4, T_s/8, T_s/16, T_s/32$	1.116 kHz $T_s/4, T_s/8, T_s/16, T_s/32$
taux de transmission d'information	4.98–31.67 Mbps	4.98–31.67 Mbps

Tableau 3-4 les deux modes définis dans l'DVB-T [7]

3.6.4 IEEE 802.11g:

La norme IEEE 802.11b peut transmettre de 11 Mbit / s de données dans une bande de 2.4-GHz qui est aussi appelée 'industriel, scientifique, et médicaux (ISM) bande. Extensions jusqu'à 56 Mbit / s de transmission de données dans la bande ISM IEEE 802.11g.

La norme IEEE 802.11g a été développée en Juillet 2002, L'utilisation de OFDM est déjà décidée, et même comme l'IEEE 802.11a est susceptible d'être utilisée

3.6.5 IEEE 802.11h

En Europe, (5.15 à 5.35 GHz) et (5,45 à 5.725 GHz) pour un total de 455 MHz de bande passante peut être attribué pour HIPERLANs, mais certains groupes aux entreprises de transport de contrôle de puissance (PTC) et la sélection dynamique des fréquences (DFS) à coexister avec les systèmes radar.

Par conséquent, l'IEEE 802.11a n'est pas directement applicable. Pour faire une IEEE 802.11a-LAN système sans fil disponible en Europe, la normalisation IEEE 802,11 groupe discute d'un nouveau standard IEEE 802.11h, qui est une extension de l'IEEE 802.11a avec PTC et les espaces DFS.

3.7 Avantages et Inconvénient de l'OFDM [15] :

3.7.1les Avantages :

Un des grands avantages des schémas de transmission OFDM est d'avoir partagé la complexité de l'égalisation entre l'émetteur et le récepteur, contrairement aux schémas de transmission mono-porteuses. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les avantages des différentes variantes de l'OFDM sont nombreux :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite
- Une égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit) et de l'algorithme de Viterbi. De plus, l'utilisation de

différents systèmes de codage comme les codes convolutifs et les codes en blocs (Reed-Salomon) s'avère très efficace.

- Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affecté d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations monoporteuses ou le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affectent pas les autres symboles.
- Les techniques OFDM ont également une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multi-utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque porteuse peut-être codée indépendamment des autres porteuses. Il est alors possible d'implémenter la méthode de 'water pouring' lorsque le canal est connu à l'émission.
- Enfin, il est à noter que l'estimation du canal dans le contexte OFDM est facilité par l'envoi de séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel. L'identification des coefficients du canal se fait sans inversion de systèmes d'équations.

3.7.2 Inconvénient de l'OFDM :

Les principaux inconvénients sont les suivants :

- Après transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symbole fréquentiel, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à forte amplitude en comparaison avec des techniques mono-porteuses (pour lesquelles les constellations sont émises directement). Ceci crée des contraintes énormes sur les amplificateurs et conduit à une consommation de puissance importante. A titre d'exemple, si le vecteur de symboles fréquentiel $[1,1,1 \dots 1]$ est émis, le signal temporel $[N,0,0 \dots]$ est alors obtenu. La première composante du bloc de symbole temporel émis possède alors une très forte amplitude. Afin d'éviter le seuillage (appelé aussi clipping) du signal qui détruit l'orthogonalité des porteuses et par conséquent dégrade les performances du système, il est obligatoire d'utiliser des amplificateurs linéaires au prix d'un accroissement du prix des émetteurs. Actuellement, les techniques de transmission s'attachent plus à la réduction de l'amplitude du signal appelé également PAPR (Peak to Average Power

Ratio). En pratique, la plupart des méthodes de réduction de PAPR sont basées sur des modifications du signal émis à l'aide d'un vecteur de correction. Le vecteur de correction est ajouté aux symboles fréquentiels créant une nouvelle constellation avec de meilleures propriétés. Ceci induit un accroissement de complexité non-négligeable au niveau de l'émetteur.

- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, le frequency off-set engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques mono-porteuses de compensations sont mal adaptés aux techniques multi-porteuses et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.
- Il est à noter que le modèle OFDM précédent ne s'applique pas quand le préfixe cyclique est plus petit que la longueur du canal. Dans ce cas, un symbole émis sur une porteuse pourra interférer avec les symboles de porteuses adjacentes. Une solution (déjà utilisée dans le contexte ADSL) est de réduire la longueur du canal à l'aide d'un pré-égaliseur.

Chapitre 04

Simulation et Résultats

4.1 Introduction :

Afin d'étudier les performances de la technique de modulation multi-porteuses OFDM présentée au chapitre précédent, un certain nombre de simulations ont été effectuées.

Le présent chapitre résume les résultats de cette dernière technique. Il comporte deux parties principales.

La première partie consiste à développer le signal OFDM avant d'introduire les algorithmes IFFT et FFT, cette méthode a été expliquée dans la section (3.3.2).

Dans la seconde partie, les méthodes des (§3.3.3) et (§3.3.4) sont utilisées, là où la IFFT et la FFT sont introduits respectivement dans la transmission et la réception, enfin l'application du système 4G a été faite avec l'implantation des paramètres de ce dernier système, nos simulations sont menées sous logiciel Matlab.

4-2 développements d'un signal OFDM:

Pour le développement du signal OFDM nous avons utilisé les méthodes et les équations de la section (3.3.2), le principe de développement est illustré par le schéma de la figure 4.1

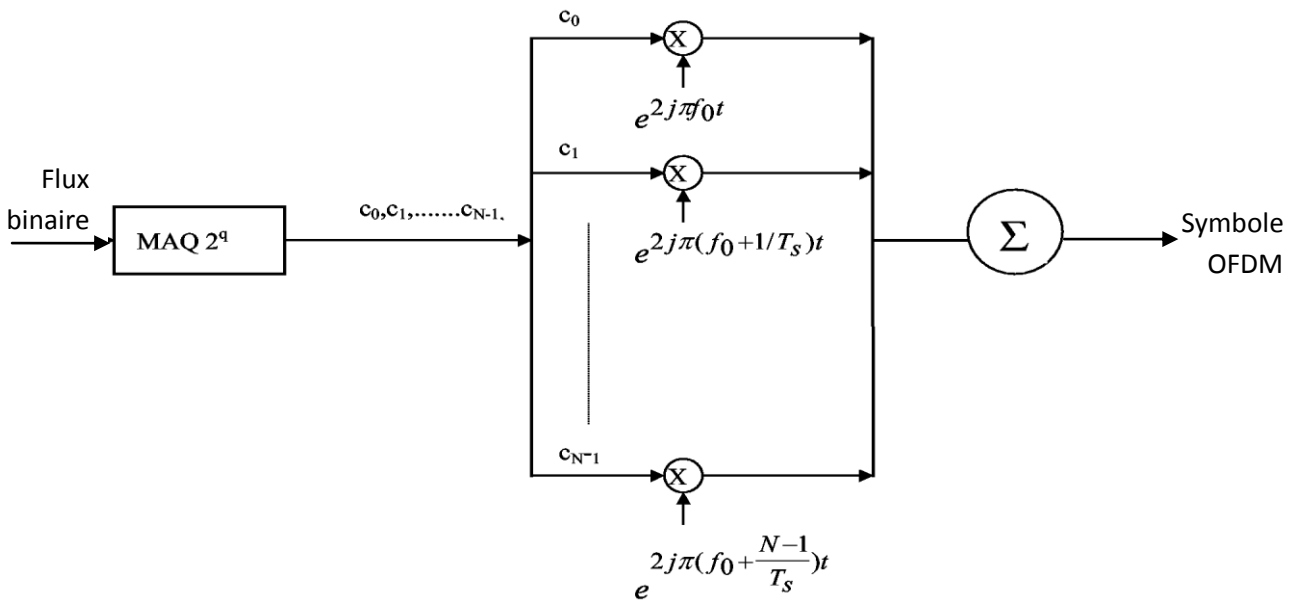


Figure (4.1) : Schéma de principe du modulateur OFDM

Premièrement on génère des symboles de données c_k qui sont des nombres complexes, chaque symbole c_k module une sous-porteuse f_k , donc le signal modulé s'écrit sous la forme complexe :

$$s_k(t) = c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4-1)$$

Le signal total $s(t)$ correspondant à l'ensemble des symboles c_k s'écrit :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4-2)$$

Nous avons proposé un algorithme pour la simulation de cette méthode qui est illustré par l'organigramme suivant :

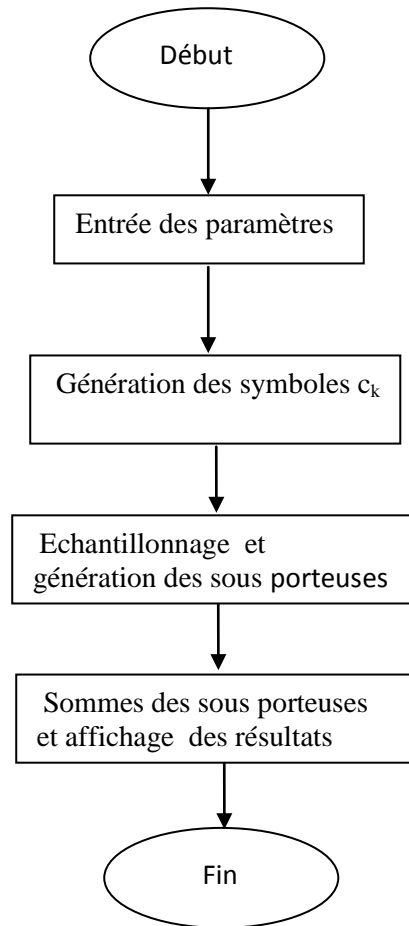


Figure 4.2 : organigramme du modulateur OFDM

Les résultats obtenus par la simulation sont démontrées par les figures suivantes :

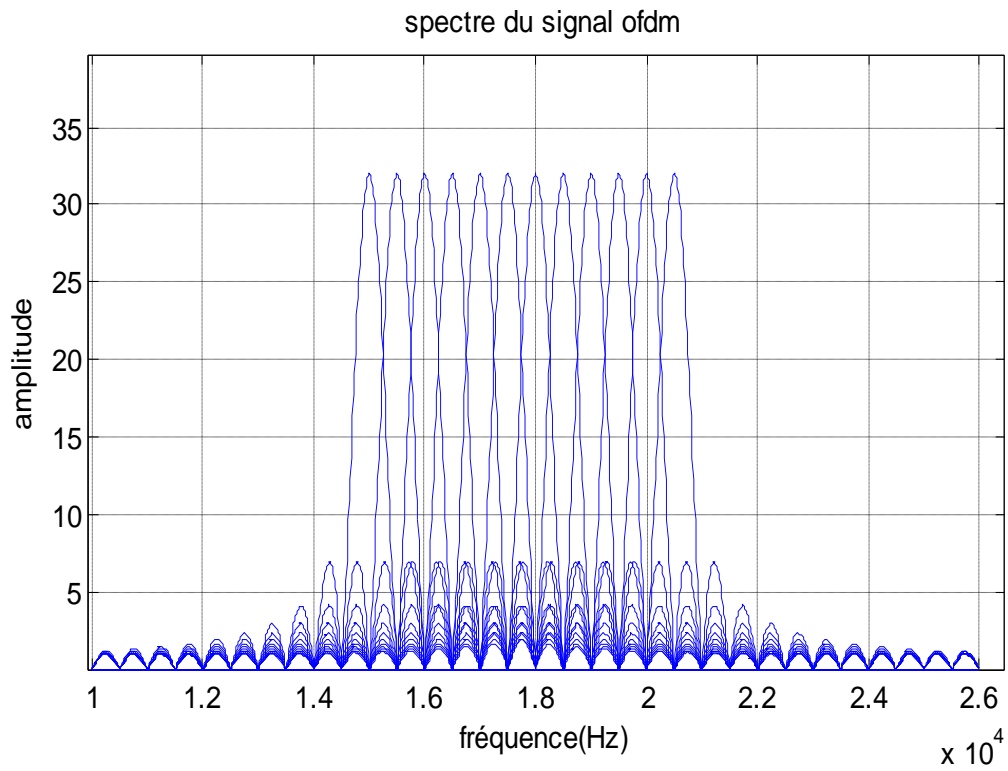


Figure (4-3) : Spectres des différentes porteuses (12 sous porteuses)

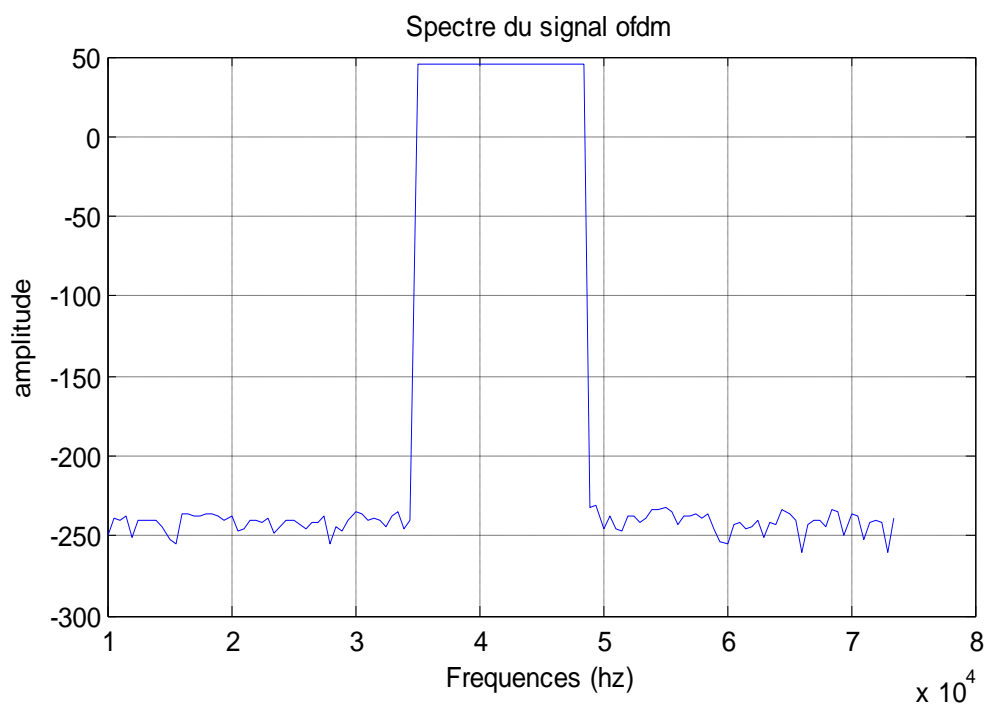


Figure (4.4) : Spectre du signal OFDM (28 sous porteuse)

La figure 4-3 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, (Orthogonal d'OFDM). Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses.

La figure 4-4 montre que la bande de fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B=N/T_s$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupe à peu près $1/T_s$.

4.3 : Développement de l'OFDM en utilisant FFT et IFFT :

Dans cette partie, nous appliquons la méthode de la section (3.3.4) qui utilise les algorithmes FFT et IFFT, donc nous avons réparti cette partie en deux, une pour la transmission et l'autre pour la réception.

4.3.1 Modulation et transmission du signal :

Comme nous l'avons expliqué précédemment le signal total de l'OFDM est :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (4-3)$$

La condition d'orthogonalité :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

Donc :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (4-4)$$

En discrétisant le signal de l'équation (4-4) et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (4-5)$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $c(k)$, le calcul de transformée de Fourier discrète se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT, la chaîne de transmission est démontrée par la figure suivante :

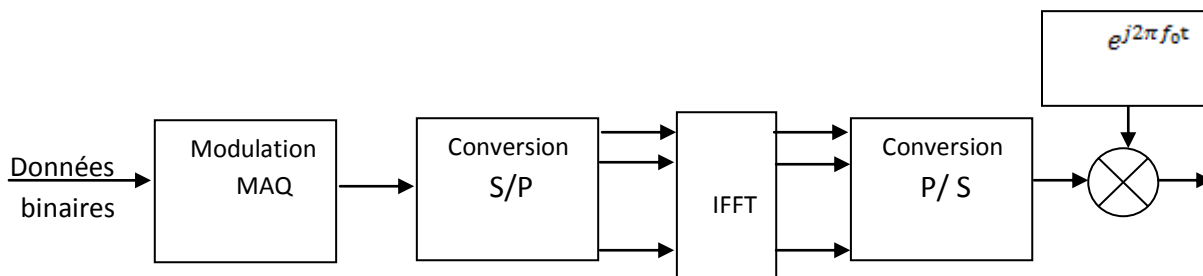


Figure 4.5 : schéma de bloc de l'émetteur de l'OFDM.

L'algorithme que nous avons proposé pour la simulation de notre bloc d'émission est démontré dans l'organigramme suivant :

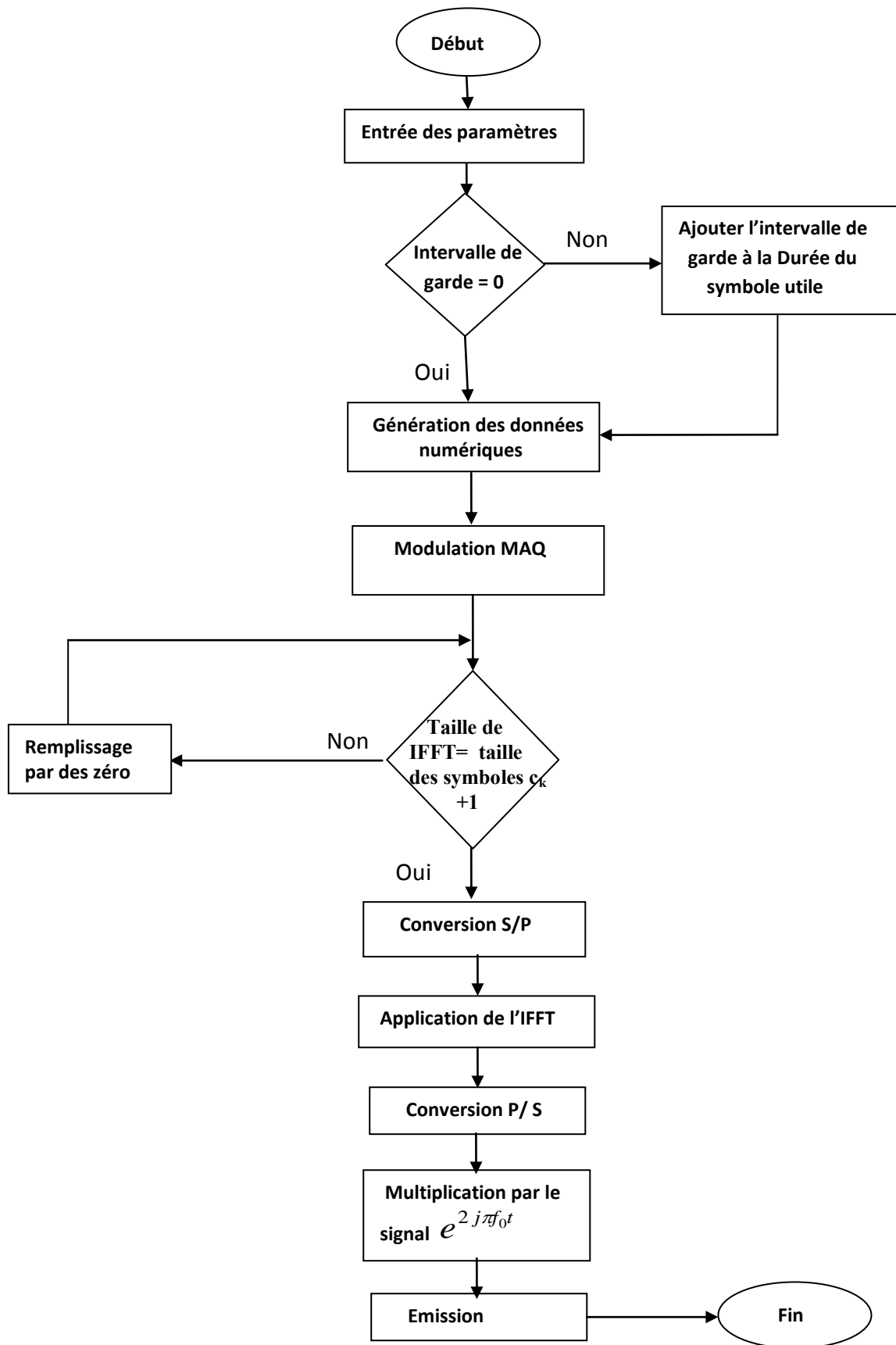


Figure 4.6 : organigramme de modulation

4.3.1.1 Résultats et interprétation :

Après avoir expliqué les principes de modulation dans la chaîne de transmission nous expliquons les résultats obtenus dans notre simulation correspondant à chaque partie depuis la génération des données jusqu'à l'obtention du signal OFDM.

4.3.1.1.1 Génération des Données

Les données obtenues à la sortie du bloc MAQ sont des données numériques c_k qui sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^q états). Ces données sont des symboles q-aires formés par groupement de q bits. On les appelle symboles numériques. Dans notre cas, on utilise MAQ-4 et MAQ-16 qui sont représentés dans la figure (4-7-a) et (4-7-b)

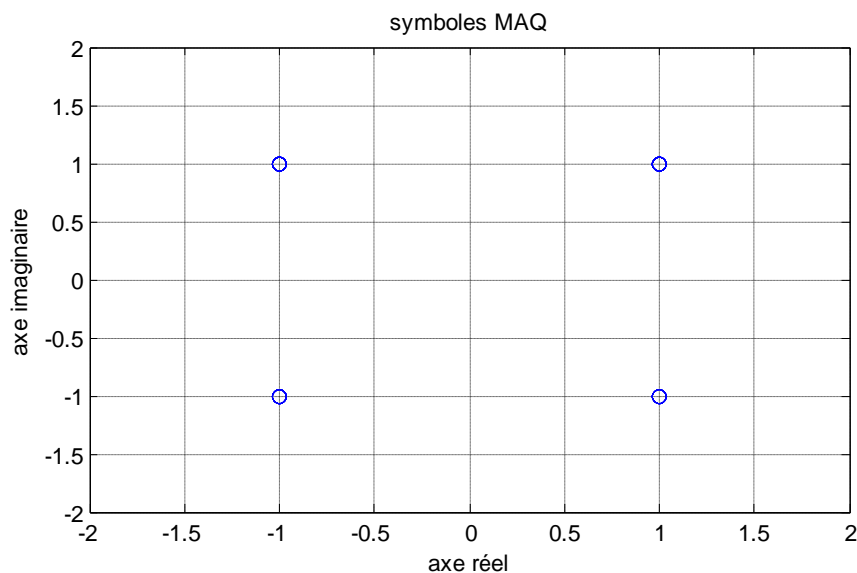


Figure 4-7-a la sortie du bloc MAQ (Constellations MAQ-4)

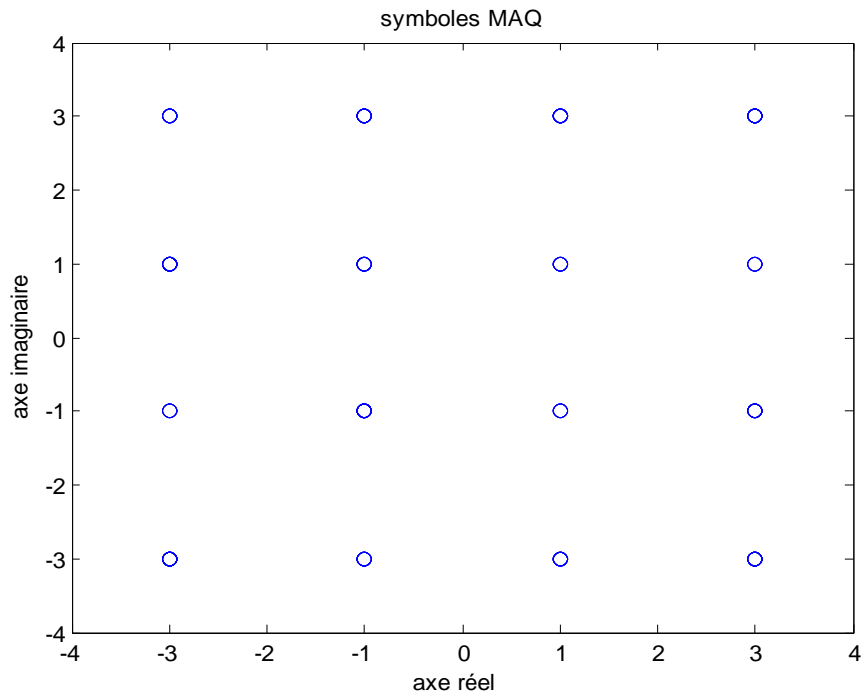


Figure 4-7-b la sortie du bloc MAQ (Constellations MAQ-16)

La simulation nous permet d'observer les points de constellation des données modulées en MAQ-4 et MAQ-16 chaque point a une partie réelle et une partie imaginaire

Les symboles MAQ sont des nombres complexes.

$$C_k = A_k + jB_k$$

Donc on aura une matrice ;

$$c_k = \left[c_0, c_1, \dots, c_{n-1} \right] \quad (4-6)$$

4.3.1.1.2 Conversion série parallèle:

La conversion peut effectuer par la matrice transposée de notre matrice des données :

$$C_k = \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ c_{n-1} \end{pmatrix} \quad (4-7)$$

Dans ce cas, il faut tenir compte de la taille de la matrice des données

4.3.1.1.3 Transformée de Fourier Inverse (IFFT):

La première tâche à prendre en considération est que le spectre OFDM est centré sur une fréquence f_0

pour appliquer l'IFFT, il faut que le nombre de discrétisation soit supérieur à la longueur du matrice des données, donc on va créer une matrice de longueur de $2N$ pour les mêmes données c_k , le reste sera rempli par des zéro.

$$U = \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{(n/2)-1} \\ 0 \\ \cdot \\ 0 \\ C_{(n/2)} \\ C_{(n/2)+1} \\ \cdot \\ \cdot \\ C_{n-1} \end{pmatrix} \quad (4-8)$$

Dans ce cas, on peut introduire l'IFFT

$$I = \text{IFFT} \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

$$P = \begin{bmatrix} I \\ \end{bmatrix}^T \quad (4-10)$$

Après ça on fait un filtrage et une conversion parallèle série et on multiplie la matrice par le signal de fréquence f_0

$$F = \begin{bmatrix} P \\ \times \end{bmatrix} \exp(2j\pi f_0 t) \quad (4-11)$$

La matrice F représente Le signal OFDM de la sortie de notre modulateur, la simulation nous montre la densité spectrale de puissance.

4.3.1.1.4 Définition des sous-porteuses:

Le nombre maximum des sous-porteuses utilisées par l'OFDM est limité par la taille de la IFFT, Ceci peut être déterminé comme suit:

$$N_{\text{porteuses}} \leq \frac{\text{taille de IFFT}}{2} - 2 \quad (\text{valeur réelle du signal temporaire}) \quad [19]$$

$$N_{\text{porteuses}} \leq \text{taille de IFFT} - 1 \quad (\text{valeur complexe du signal temporaire}) \quad [19]$$

Les paramètres utilisés dans la simulation sont données dans le tableau 4-1

Paramètre	Valeurs
Nombre de porteuses	1702
Durée du symbole utile	224 μ s
Intervalle de garde (Δ)	$T_s/4$, $T_s/8$, ou $T_s/32$
Espacement entre porteuses ($1/T_s$)	4464Hz
Ecart entre porteuses extrêmes	7,62 MHz
Modulation des porteuses	MAQ-4 MAQ-16

Tableau 4-1 paramètres utilisées dans la modulation de l'OFDM [10].

La figure 4-8 montre la représentation d'amplitude des sous-porteuses.

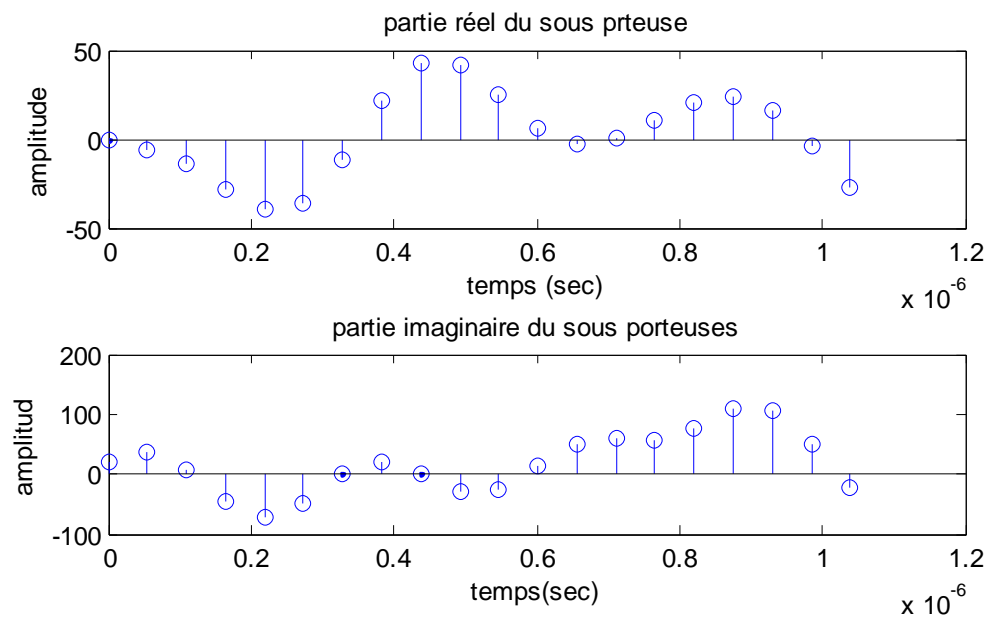


Figure 4-8:représentation des sous-porteuses

On remarque que chaque sous porteuse est représentée par deux points, l'un pour la valeur d'amplitude de la partie imaginaire et l'autre pour la partie réelle.

La réponse fréquentielle du signal total de sortie de notre modulateur est représentée avec sa densité spectrale de puissance dans la figure 4-9

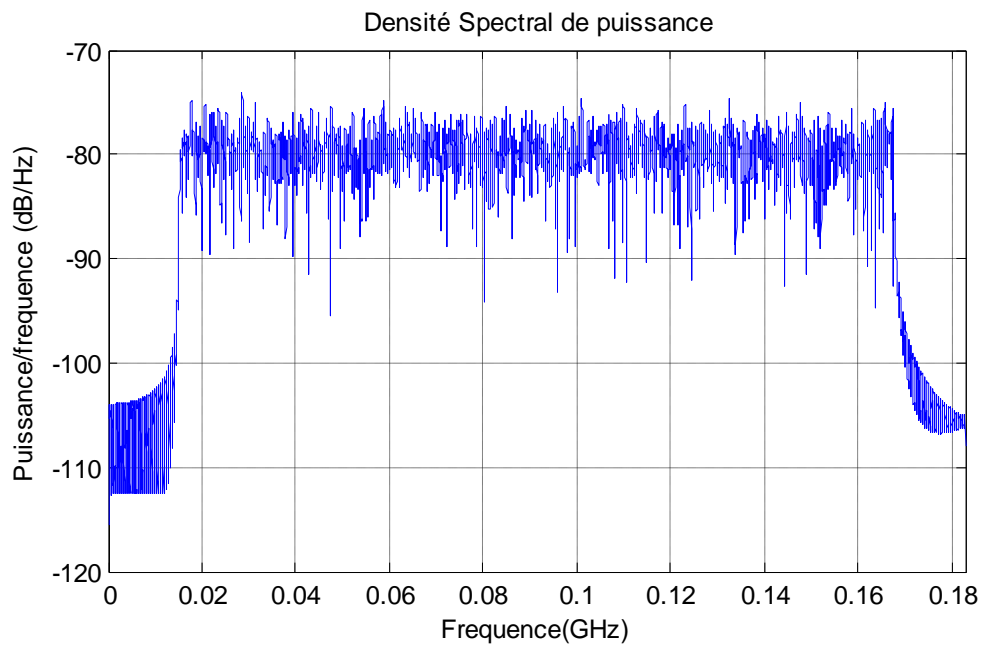


Figure 4-9: densité spectrale de puissance du signal OFDM

Donc, on remarque que la bande de fréquence est toujours occupée de façon optimum, et aux extrémités de la bande on observe les restes des lobes des sous-porteuses

La réponse temporelle du signal de sortie est montrée par la figure 4-10

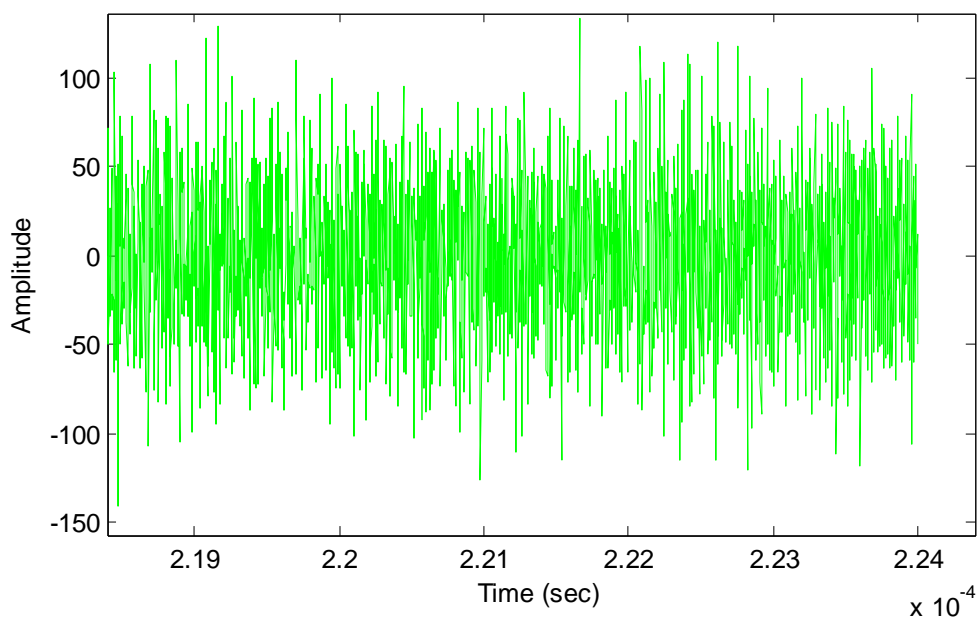


Figure 4-10 : La réponse temporelle du signal OFDM

Afin de valider notre résultat on le compare avec les résultats de la référence [20] présentés dans les figures 4-11 et 4-12 qui illustrent la réponse fréquentielle et la réponse temporelle du signal OFDM

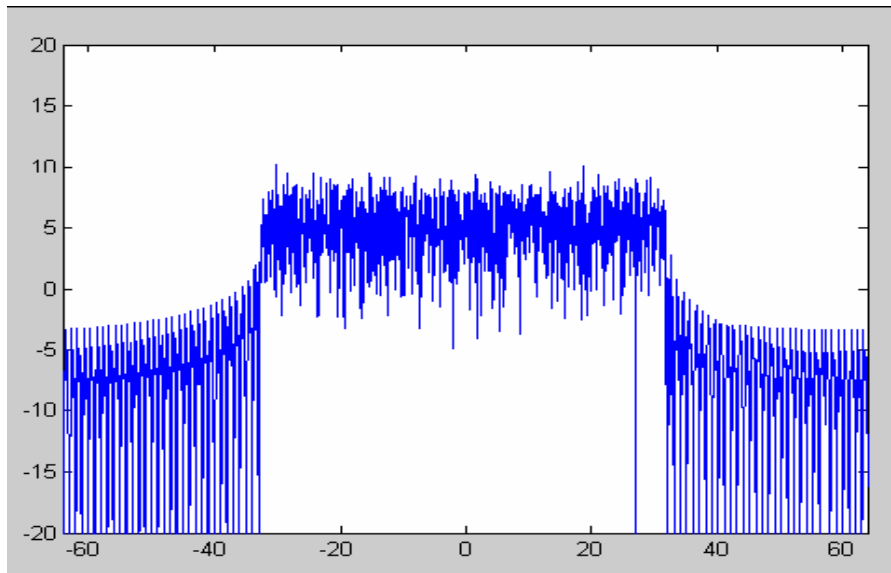


Figure 4-11 la réponse fréquentielle du signal OFDM (référence [20])

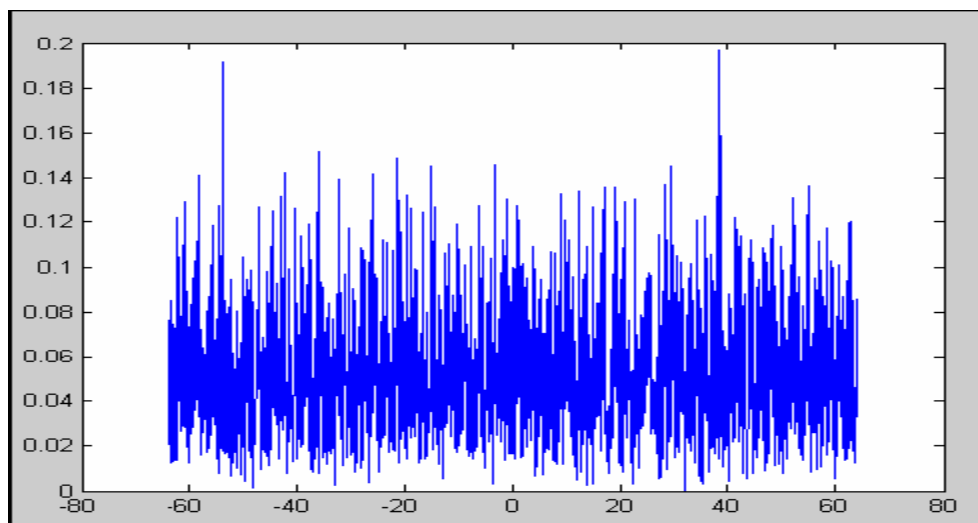


Figure 4-12 la réponse temporelle du signal OFDM (référence [20])

Comparaison : les deux figures (4-11) et (4-9) qui représentent la densité spectrale du signal ont la même évolution en fonction de la fréquence. On conclut que, les résultats obtenus dans nos simulations sont des résultats très proches aux différents résultats que nous avons utilisés, comme des plateformes durant l'approche d'étude et de simulation. Cette comparaison, est réalisée durant tout traitement des signaux.

4.3.2 Réception et démodulation du signal :

Nous avons vu dans l'étude théorique de la section (3.3.4), que le signal discrétisé reçu au niveau de démodulateur est sous la forme :

$$R(t_n) = R\left(\frac{nT_s}{N}\right) = R_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (4-12)$$

Donc R_n représente la transformée de Fourier inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier discrète directe, ce calcul peut être réalisé à l'aide d'une FFT, le schéma bloc que nous avons proposé pour la réception est le suivant :

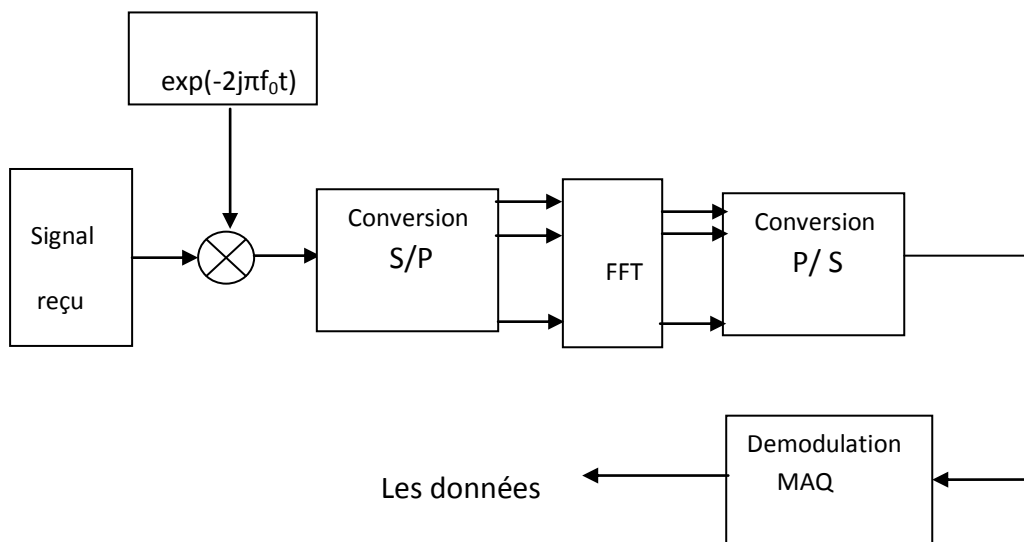


Figure 4.13 : Le schéma bloc de récepteur de l'OFDM

L'organigramme suivant illustre les étapes que nous avons utilisées dans la simulation :

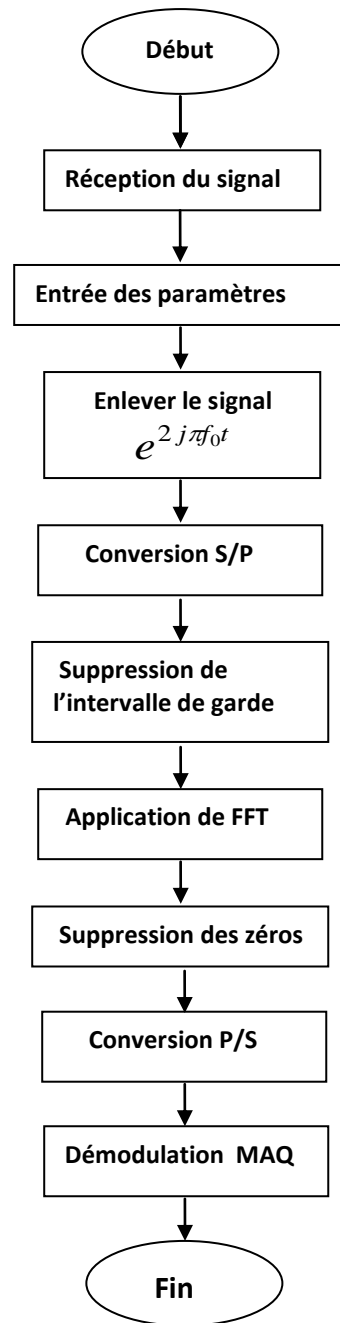


Figure 4-14: organigramme de démodulateur OFDM

4.3.2.1 Résultats et interprétation :

L'opération de la réception des données est l'inverse de la transmission, La FFT est appliquée sur chaque symbole afin de recouvrir le spectre original transmis. Chaque porteuse transmise est ensuite évaluée et convertie aux mots des données par la démodulation des symboles reçus, Les données reçues sont ensuite combinées à la même taille que les données originales.

Dans notre cas le signal obtenu au niveau du modulateur avec le logiciel Matlab est le même utilisé à l'entrée du démodulateur, donc la matrice de ce signal est de la forme suivante:

$$R(t) = \left[R_0, R_1, \dots, R_{N-1} \right] \quad (4-13)$$

Après ça, on multiplie le signal $R(t)$ par la fréquence de base f_0 ($\exp(-j2\pi f_0 t)$)

$$F = \left[R \right] * \exp(-j2\pi f_0 t) \quad (4-14)$$

La réponse temporelle du signal F est représentée dans la figure 4-15

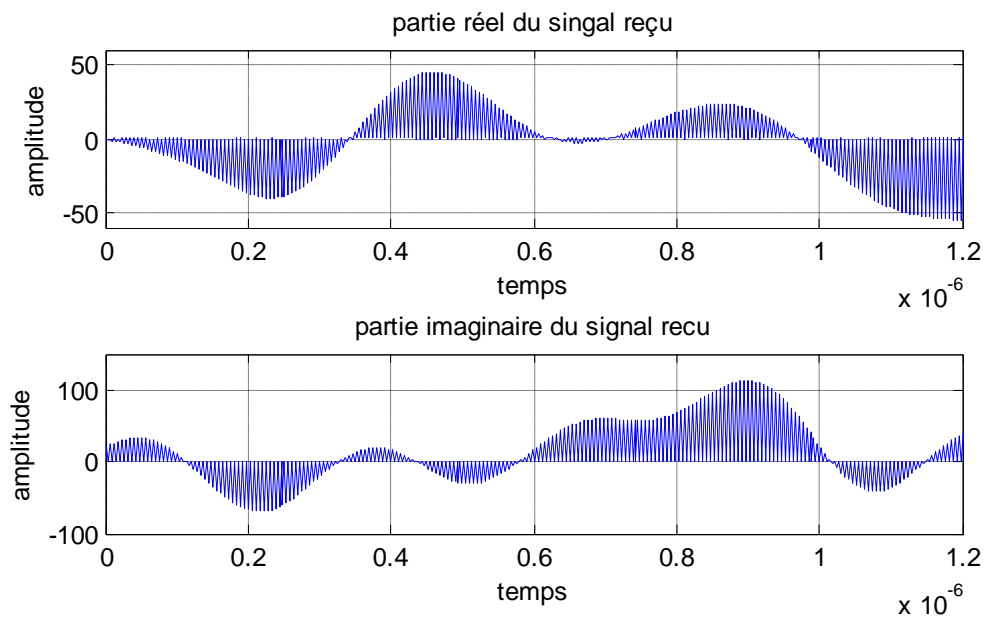


Figure 4.15 : représentation du signal $F(t)$

Après ça on fait la conversion série parallèle et on obtient les sous-porteuses (figure 4-16), puis on applique la transformée de Fourier FFT, il faut noter que la taille de la fonction FFT est la même que la taille de la fonction IFFT à la transmission du signal et après la démodulation, on aura les symboles C_k (MAQ) représentés dans la figure 4-17

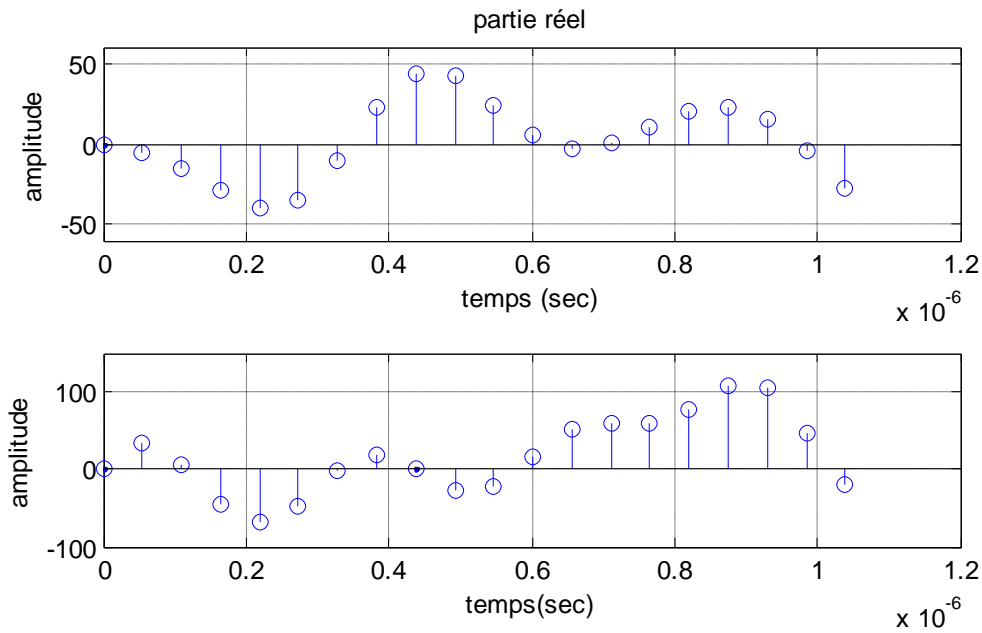


Figure 4-16: Représentation des sous-porteuses après démodulation

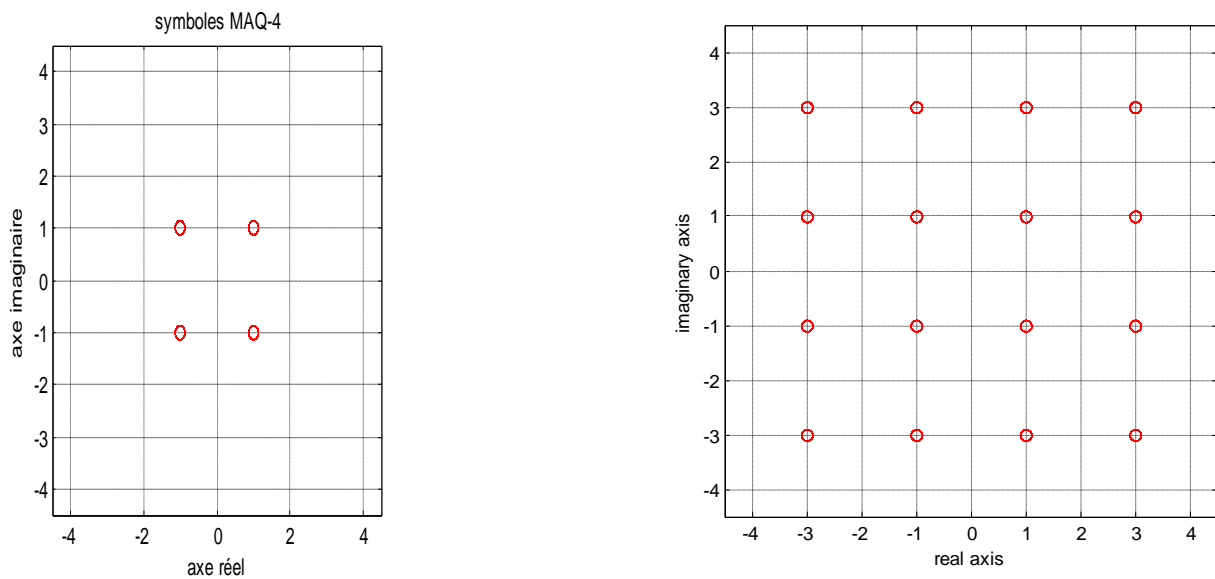


Figure : 4-17 les symboles MAQ-4 et MAQ-16 après la démodulation

4.4. Application de l'OFDM sur la 4G du mobile:

La 3G est à peine sur le marché que l'on parle déjà de son successeur. Les raisons de cette discussion sont : d'une part, la prolifération des réseaux sans fils est très importante ces dernières années, mais on réalise qu'il y a une certaine anarchie dans l'utilisation des différentes technologies précitées. De plus, avec l'évolution du tout en un, par exemple l'intégration des PDA (Personal Digital Assistant) dans les téléphones mobiles et vice-versa, plusieurs technologies sans fils (WLAN ou Bluetooth) sont intégrées dans le même appareil sans pour autant offrir un usage optimal de ces différents réseaux. D'autre part, les prédictions veulent qu'aux alentours de 2010 le maximum d'utilisateurs et de bande passante de la 3G sera atteint et il faudra donc passer au niveau supérieur. Pour cela, une des possibilités est d'appliquer une technique d'accès OFDM qui consiste à diviser sur un grand nombre d'ondes porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre [23].

Les avantages et les attentes de la 4G sont les suivant [20]:

- hauts débits
- haute efficacité spectrale
- des services intégrés
- itinérance transparente
- faible coût
- ensemble de réseaux de commutation par paquets

A cause de ces avantages Le développement de la 4G devrait régler ces problèmes en offrant une compatibilité non seulement d'accès mais également de roaming, nom donné au passage d'un réseau de communication sans fils à un autre, en toute transparence. La 4G sera donc dotée d'une bande passante plus importante, dans le but d'offrir toujours plus de services aux utilisateurs, comme par exemple un accès rapide à Internet depuis son téléphone mobile. De plus, la 4G sera un réseau complet

Le but de cette section est d'appliquer les paramètres du système 4G sur notre model développé dans la section précédente

Les paramètres de système 4 G sont illustrés par le tableau suivant:

Paramètre	Valeur 1	Valeur 2
Fréquence d'opération	2GHz	2GHz
Band de fréquenc	4096 kHz	4096 kHz
Durée du symbole utile	62.5 μ s	125 μ s
Intervalle de garde	15.625 μ s ($T/4$)	31.25 μ s ($T/4$)
Durée du symbole Total	78.125 μ s	156.25 μ s
FFT Size	256	512
Nombre de porteuses	216	432
Espacement entre porteuses ($1/T_s$)	16 kHz	8 kHz
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM, or 64QAM	

Tableau 4-2 paramètres de l'OFDM pour la 4G [24]

A partir des résultats de simulation concernant le modèle de la 4^{ème} génération du mobile, on conclue d'après les figures 4-18 et 4-19 que le spectre est nettement amélioré par rapport aux résultats précédents. Cela peut être du aux différents paramètres qui sont utilisés dans la 4G (voir tableau 4-2).

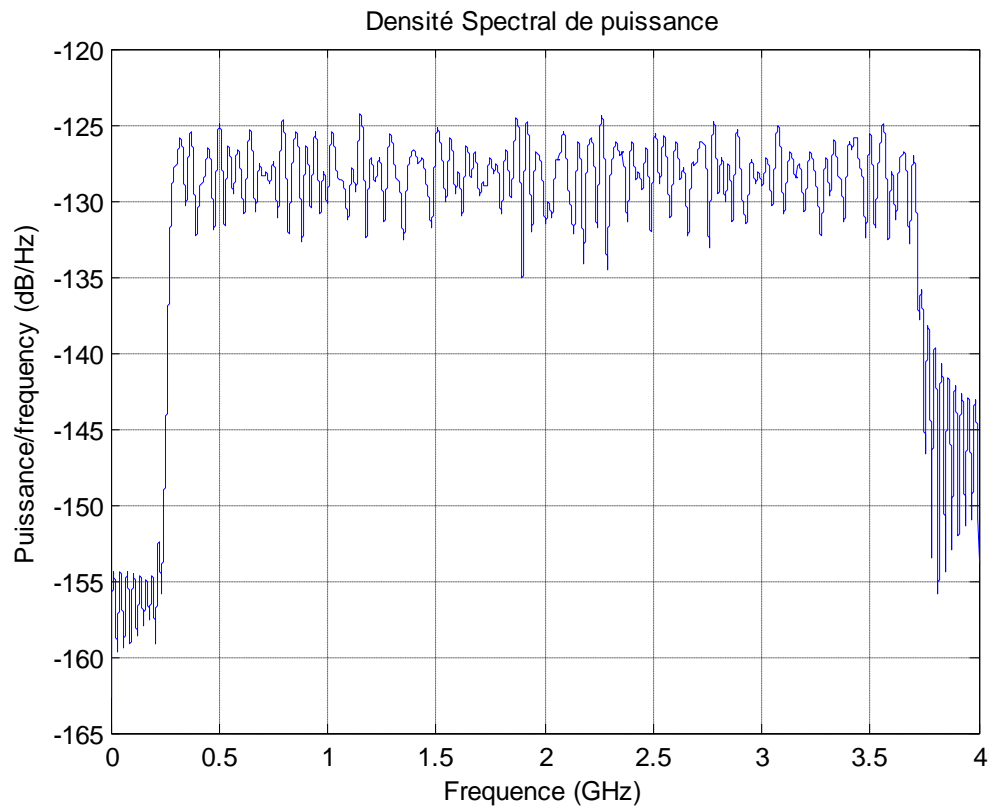


Figure 4-18: densité spectrale de puissance du signal OFDM pour la 4G

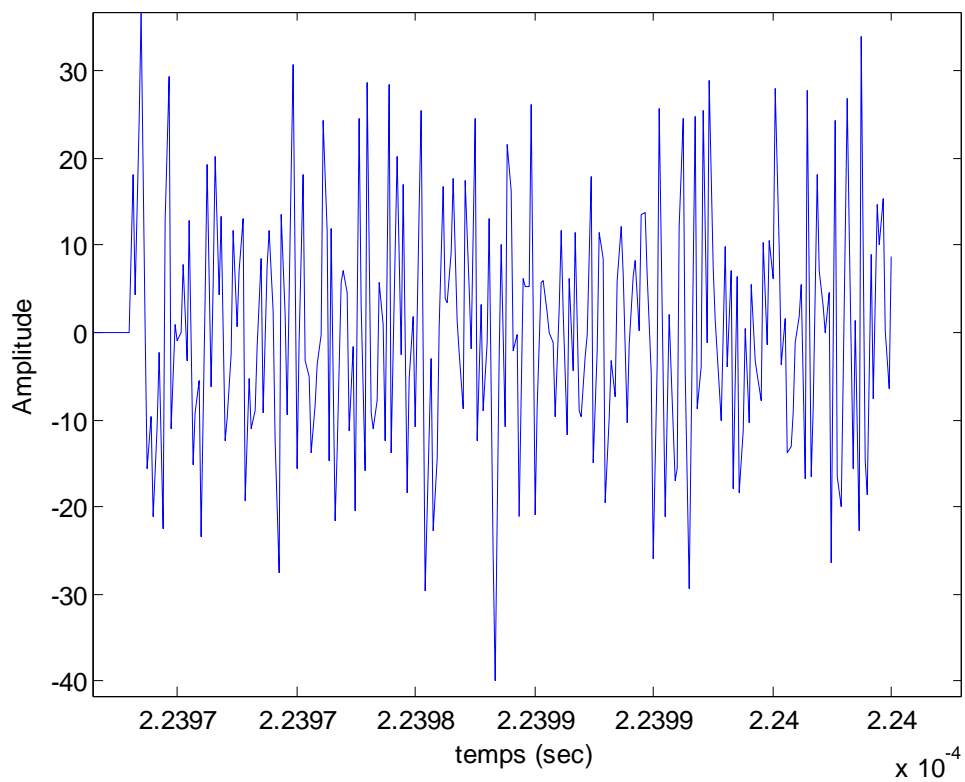


Figure 4-19 : La réponse temporelle du signal OFDM pour la 4G

4.5. Conclusion et perspectives :

Dans ce chapitre nous avons simulé la technique de modulation multi-porteuses (OFDM), et grâce à l'utilisation des algorithmes IFFT et FFT un modèle numérique de l'OFDM a été développé.

Diverses améliorations peuvent être résumées comme suite:

- L'étude de l'effet Doppler.
- L'utilisation de l'OFDM dans UWB (ultra-wideband).
- L'utilisation de le COFDM (Coded OFDM) pour l'amélioration de la 4^{ème} génération du mobile.
- L'étude de la technique MIMO pour le développement de la 5^{ème} génération du mobile qui sera commercialisé en 2020.

Conclusion Générale

Le travail que nous avons réalisé dans le cadre de ce mémoire nous a permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine de la modulation multi-porteuses, étape importante pour la compréhension de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal. Il nous a permis également d'aborder un thème d'actualité dans le domaine de la transmission numérique dans les réseaux mobiles à base de la technique d'étalement de spectre OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Nous avons étudié la caractérisation d'un réseau du mobile (GSM), l'évolution de ce système (GSM) aux réseaux GPRS, EDGE et UMTS, et ainsi l'étude de la technique OFDM.

La simulation numérique a été largement utilisée dans le cadre de ce travail afin d'implanter numériquement la méthode OFDM. Un modèle de l'OFDM a été élaboré et implanté numériquement grâce à l'utilisation d'algorithmes IFFT et FFT rapides. Un exemple concret a été appliqué sur la 4^{ème} génération du mobile.

Les résultats de la simulation obtenus à travers un programme développé sous l'environnement MATLAB montrent la maîtrise de cette technologie OFDM vu que les résultats obtenus sont en accord avec ceux publiés en référence [20].

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Étienne Sicard et Sonia Delmas-Bendhia** **Une introduction au GSM**
INSA Toulouse Février 2002
- [2] **C. Demoulin et M. Van droogenbroeck.** **Principes de base du fonctionnement du réseau GSM.** *Revue de l'AIM*, N04, 2004.
- [3] **Pierre Brisson et Peter Kropf.** **Global System for Mobile Communication (GSM)**
Université de Montréal
- [4] **Joachim Tisal.** **Le réseau GSM** Dunod Paris 2003.
- [5] **Alagha Pujolle Vivier.** **Réseaux de mobiles et réseaux sans fil.** Edition Eyrolles 2001.
- [6] **Sami Tabbane.** **Réseaux mobiles.** Edition Hermes Paris 1997.
- [7] **Shinsuke Hara et Ramjee Prasad.** **Multicarrier techniques for 4G mobile Communications.** Artech House 2003.
- [8] **Frédéric Cespedes et Yoann Lefebvre.** **Etude du réseau GSM et GPRS**
Université d'Avignon 2005-2006.
- [9] **Jérôme Galy.** **Les réseaux mobiles** Université Paris XII 2005.
- [10] **Annick Le Glaunec** **Modulations Multiporteuses**
- [11] **Pierre GRUYER, Simon PAILLARD.** **Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM.** décembre 2005
- [12] **Geneviève Baudoin,** **Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, modélisation et simulation,** Dunod Electronique, 2002
- [13] **Dušan Matiaë.** **Introduction to OFDM, II edition.** 1998.
- [14] **Kamran Arshad.** **Channel Estimation in OFDM Systems.**
Thesis Master of science King Fahd University of Petroleum and Minerals, Dhahran. June 2003.

- [15] **Mérouane Debbah. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)**
Mobile Communications Group, Institute Eurecom
- [16] **Virginie Dégardin. Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut Débit sur le réseau électrique basse tension.** Thèse de doctorat en électronique Université des sciences et technologies de Lille Décembre 2002.
- [17] **Barry Dunbar. Software Simulator Development for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Modulation** Bachelor of Engineering University of Southern Queensland Faculty of Engineering & Surveying November, 2006
- [18] **Patrice Kadionik. Bases de Transmissions Numériques.** ENSEIRB. 2000.
- [19] **FENG XU. OFDM Applied to Mobile Communications.**
University of Hertfordshire. 2003.
- [20] **Jihad Qaddour. High Peak to Average Ratio Solution in OFDM of 4G Mobile Systems.** IWCMC'06, July 3–6, 2006, Vancouver, British Columbia, Canada
- [21] **Eric Phillip LAWREY BE (Hons). Adaptive Techniques for Multiuser OFDM**
Thesis of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering School of Engineering James Cook University. December 2001.
- [22] **Salvatore RAGUSA. Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles.** Thèse de doctorat Université Joseph Fourier 26 juin 2006
- [23] **Van der Meerschen Jérôme. Hybridation entre les modes ad-hoc et infrastructure dans les réseaux de type Wi-Fi** Université Libre de Bruxelles 2005/2006
- [24] **Angela Doufexi, Simon Armour, Andrew Nix and Mark Beach. DESIGN Considerations and Initial Physical Layer Performance Results for a Space Time Coded OFDM 4G Cellular Network** Centre for Communications Research, University of Bristol, Merchant Venturers Bldg. Woodland Road 0-7803-7589-0/02 ©2002 IEEE