

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études
Présenté en vue de l'obtention
Du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : Communication

Thème:
Etude et simulation sous MATLAB d'une
transmission DMT application au modem
ADSL

Présenté par

M^r GALLOUZE Abdenour
M^r HETTAK Omar

Promoteur :

M^{elle} Hayet Ait OUAZOU

Année universitaire 2008/2009 Soutenu le :

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier notre promotrice *M^{elle}* Hayet Ait ouazzou, pour avoir accepté de nous encadrer et pour son énorme gentillesse.

Nous remerciments iront également au président et aux membres du jury, qui ont accepté de juger notre travail.

Nous tenons aussi à remercier tous les enseignants de la faculté de Génie électrique et d'informatique qui nous ont enseignés durant tout le cursus universitaire, en particulier Mr. Ait Bachir, pour son aide.

Toutes les personnes, amis et connaissances qui d'une manière ou d'une autre, nous ont aidés et encouragés pour l'aboutissement de ce travail trouveront ici l'expression de notre vive reconnaissance.

Merci enfin à toute la promotion 2008 des ingénieurs en électronique.

DEDICACES

*A mon très chère et défunt père pour l'amour
et le soutien qu'il m'avait apporté*

*Que dieu tout puissant le garde dans son
vaste paradis*

*A la prunelle de mes yeux, ma mère, a mes frères
et sœurs que J'aime tellement.*

*A mon petit frère Micipsa, et a ma petite
sœur khoukha*

A toute ma famille.

OMAR

DEDICACES

*A mon très cher et défunt grand père pour tout,
Que Dieu tout puissant le garde dans son vaste paradis*

*A mes parents que je respecte tellement, particulièrement à celle qui
m'a donné la vie. Merci mère, pour ton aide et ton soutien durant
toutes ces années, ma grand mère*

*A mes frère que j'aime tellement : Rachid, Yazid, Djamel, Mohamed,
Hocine et sœur : Ouardia, Fazia ainsi qu'a leurs époux Saïd et Farid*

A mes neveux et mes nièces : Sabrina, Lyes, Kahina, Malek, Oualid

A toute ma famille Gallouze et mes Amis

Abdenour

SOMMAIRE

INDEX DE NOTATION	-4-
TABLE DE FIGURE	-5-
INTRODUCTION GENERALE.....	-7-
HISTORIQUE.....	-9-

CH I : Généralités sur les transmissions numérique

I.1 Introduction.....	-11-
I.2 Chaîne de transmission numérique classique	-11-
I.3 Performances d'un système de transmission	-12-
I.4 Canaux de transmission	-14-
I.4.1 Canal binaire symétrique	-14-
I.4.2 Canal à bruit additif blanc gaussien	-15-
I.4.3 Canal à évanouissements	-15-
I.5 Les modulations numériques	-16-
I.5.1 Modulation par déplacement d'amplitude (MDA)	-20-
I.5.2 Modulation par tout ou rien	-21-
I.5.3 Modulation à « M ETATS »	-22-
I.5.4 Modulation par déplacement de phase (MDP)	-25-
I.5.5 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ).....	-29-
I.6 Conclusion	-31-

CH II : Modulation multi porteuse DMT

II.1 Introduction	-33-
II.2 Modulation MAQ-M	-33-
II.2.1 Les constellations MAQ-M	-33-
II.2.2 Modulation et démodulation.....	-35-
II.3 Codage binaire à symbole.....	-35-
II.4 Efficacité spectrale	-37-
II.5 Technique de modulation DMT (Discret Multitone)	-37-
II.5.1 Définition.....	-37-

II.5.2 Les subchannels	-38-
II.5.3 Utilisation et le fonctionnement des sous canaux.....	-40-
II.5.4 Génération du signal DMT	-41-
II.5.5 Démodulation du signal DMT	-44-
II.6 Conclusion	- 46-

CH III : Technologie Xdsl

III.1 Introduction	-48-
III.2 Position du problème.....	-48-
III.2.1 Dissipation d'énergie.....	-48-
III.2.2 Diaphonie	-49-
III.2.3 Pupinisation	-49-
III.3 Réseau et hauts débits	-50-
III.4 Les technologies xDSL	- 50-
III.4.1 Présentation	-50-
III.4.2 Aperçu des différentes techniques.....	-52-
III.4.3 Système des technologies xDSL	-54-
III.4.4 FDM et l'annulation d'écho	-54-
III.4.5 Codage en ligne et modulation employés dans les technologies xDSL	-55-
III.4.5.1 Code 2B1Q.....	-55-
III.4.5.2 CAP et DMT	-56-
III.5 La technologie ADSL.....	-61-
III.5.1 Spécificité de la technologie ADSL.....	-61-
III.5.2 ADSL Lite, une alternative au modem RTC traditionnel	-62-
III.5.3 Comparaison des performances à celles des modems existants.....	-62-
III.5.4 Les raisons d'investir dans l'ADSL	-64-
III.6 Intérêt pour l'utilisateur final et exemples d'applications.....	-65-
III.7 Conclusion.....	-67-

CH IV : Simulation d'une transmission DMT sous MATLAB

IV.1 Introduction	-70-
IV.2 Modem	-70-
IV.3 Structure bloc du Modem ADSL	-71-
IV.3.1 Emission.....	-71-

IV.3.2 Réception	-71-
IV.4 Simulation du Modem.....	-73-
IV.5 Détail des états de la simulation des blocs	-74-
IV.5.1 Modulation	-74-
IV.5.2 Démodulation.....	-76-
IV.6 Programme d'émission/réception d'un signal DMT sous MATLAB.....	-77-
IV.7 Simulation de l'architecture DMT sous MATLAB Simulink	-80-
IV.7.1 Analyse et compréhension du fonctionnement du modem ADSL.....	-81-
IV.7.1.1 Codage/Décodage	-81-
IV.7.1.2 Modulation/Démodulation.....	-83-
IV.7.1.3 Canal de transmission.....	-86-
IV.8 Conclusion.....	-96-

INDEX DES NOTATIONS

T_b : La période du signal

T : Durée d'un élément binaire

$g(t)$: Forme d'onde

C_k : Symbole numérique

S/P : Convertisseur série-parallèle

P/S : Convertisseur parallèle-série

γ_{am} : Densité spectrale de puissance

E : Energie à fournir pour un symbole numérique

CAN : Convertisseur analogique /numérique

TABLE DES FIGURES

Figure I- 1 :	Schéma d'un système de transmission numérique
Figure I- 2 :	Description d'un canal binaire symétrique
Figure I-15 :	Constellation de la modulation de phase MDP-2
Figure I-17 :	Modulateur MDP-2
Figure I-16 :	Chronogramme de la modulation de phase MDP-2
Figure I-18 :	Démodulateur MDP-2
Figure I-19 :	Constellations pour modulation MAQ-E
Figure II-1 :	Constellations MAQ-16 et MAQ-64
Figure II-2 :	Modulateur MAQ-M
Figure II-3 :	Spéctre de fréquence spécifique à l'ADSL
Figure II-4 :	Spéctre général d'une paire torsadée
Figure II-5 :	Répartition des bits sur les canaux
Figure II-6 :	Emission du signal DMT au moyen d'une IFFT de taille $2N$
Figure II 7 :	Emission-Réception du signal DMT au moyen d'une IFFT de taille 2
Figure II-8 :	Structure de trame ADSL
Figure III-1 :	Infrastructure d'une liaison provenant de la technologie xDSL
Figure III-2 :	Les canaux ADSL
Figure III-3 :	Répartition des spectres de fréquences pour la technologie
Figure III-4 :	Multiplexage et annulation d'écho
Figure III-5 :	Le code en ligne 2B1Q
Figure III-6 :	Indication du débit théorique possible en fonction de la distance sur une boucle locale traditionnelle d'abonné
Figure III-7 :	Codage DMT
Figure III-8 :	Codage DWMT
Figure III-9 :	Spéctre de fréquence spécifique à la technologie ADSL
Figure III-10 :	Présentation d'une structure utilisant l'ADSL
Figure III-11 :	Liaison par modem
Figure IV-1 :	Schéma bloc de l'émission
Figure IV-2 :	Schéma bloc de l'émission
Figure IV-3 :	Schéma bloc de la réception
Figure IV-4 :	Schéma synoptique de la transmission
Figure IV-5 :	Entrelacement (Interleaver)
Figure IV-6 :	Modulateur DMT
Figure IV-7 :	Adaptateur a l'IFFT
Figure IV-8 :	Amplification du signal
Figure IV-9 :	Egalisateur de canal
Figure IV-10 :	Convertisseur en trames
Figure IV-11 :	Chaîne de transmission élémentaire

- Figure IV-12 :** Signal modulé MAQ
- Figure IV-13 :** Modulateur QAM sur 4 canaux
- Figure IV-14 :** Signal a la sortie de la FFT
- Figure IV-15 :** Modulateur DMT
- Figure IV-16 :** Démodulateur DMT
- Figure IV-17 :** Schéma bloc du modem ADSL
- Figure IV-18 :** Signal d'entre du modem ADSL
- Figure IV-19 :** Réponse temporelle du signal DMT
- Figure IV-20 :** Densité spectral de puissance du signal DMT
- Figure IV-21 :** Signal modulé a l'entrée (a gauche) et a la sortie du canal (a droite)
- Figure IV-22 :** Constellation MAQ-16 a l'émission (a gauche) et a la réception (a droite) en présence de bruit
- Figure IV-23 :** Signal de sortie du modem ADSL avec la présence de bruit.

Introduction Générale :

La maîtrise des techniques les plus efficaces de transmission de l'information exerce sur les esprits une fascination extrêmement forte. Cette fascination a eu pour effet de déclencher depuis vingt ans ,et sans doute plus une sorte de concours mondial afin de trouver la méthode offrant des possibilités plus nombreuses aux opérateurs réseaux donc pouvant permettre de distribuer beaucoup plus de services aux clients. Compte tenu de sa facilité de mise en œuvre, de sa robustesse vis-à-vis des perturbations à bande étroite et de la sélectivité fréquentielle du canal, les modulations multi-porteuses qui consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps semble recueillir la faveur de groupements industriels et des entreprises de communications.

Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps mais l'une des plus prometteuses actuellement est la modulation multi-porteuse DMT en ce sens qu'elle apporte une amélioration en permettant d'augmenter l'efficacité spectrale. En effet le mot DMT est un acronyme de l'anglais Discret Multi Tone est une forme de modulation qui est appliquée à l'ADSL pour son excellente immunité aux perturbations et à la diaphonie.

L'idée de base de la DMT réside dans le fait de diviser le spectre de fréquence compris entre 0Hz et 1,104 MHz en 256 sous canaux distincts espacés de 4,3125 KHz .Les sous canaux inférieurs sont généralement réservés au POTS, le débit du flux montant est moins élevé que celui du flux descendant.

Ce travail comporte quatre chapitres organisés de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous parlerons de généralités sur les communications numériques ainsi que les différents blocs qui composent leur chaîne de transmission, et les différentes modulations utilisées dans un système DMT.

Les détails et le fonctionnement de la technique de la modulation DMT et les différentes étapes de la modulation MAQ seront notre centre d'intérêt dans le second chapitre.

Le troisième chapitre traitera essentiellement du fonctionnement de la technologie ADSL et de l'application de la modulation DMT dans cette dernière.

Enfin, on s'intéressera dans le quatrième chapitre à la simulation d'une transmission DMT appliquée au modem ADSL sous MATLAB ainsi que dans sa partie SIMULINK.

Nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale des perspectives de recherches qu'il est possible de mener afin de prolonger ce travail.

Pour faciliter la lecture de ce document, une présentation des notions est donnée après le sommaire et un glossaire est donné à la fin de ce mémoire après la conclusion générale.

HISTORIQUE

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencé dans les années 60 avec un système précurseur appelé Kineplex [1], conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF (1.8-30Mhz). Cette idée consistant à réaliser des transmissions de données en parallèle, grâce à des sous porteuses entrelacées est née sans faire vraiment à l'époque beaucoup d'adeptes, faute de développement des circuits électroniques et de traitement numériques du signal qui n'en était qu'à ses balbutiements. L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 [2] puis par Weinstein en 1971 [3] qui proposa d'utiliser la transformée inverse de Fourier afin d'éviter de recourir à un grand nombre d'oscillateurs pour la génération des sous porteuses. Cependant, la réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté.

Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de fourrier rapide (FFT : Fast Fourier Transform), que les modulateurs multi-porteuses ont pu être implémentés dans des systèmes pratiques. En effet, l'événement du DSP (Digital Signal Processor) a rendu cela possible puis les microprocesseurs des années après. Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de calcul de transformée de fourrier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom de Discrete Multi Tone (DMT) pour les réseaux filaires (ADSL) ou encore Orthogonal Frequency Division Multi-plexing (OFDM).

CHAPITRE I

Généralités sur les transmissions numériques

I.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept des communications numériques et les généralités qui serviront à la bonne compréhension de l'ensemble de cette thèse. Nous allons dans un premier temps décrire le fonctionnement d'une chaîne de transmission numérique, de la source d'information binaire au destinataire par les étapes successives de codage de transmission dans un canal physique et de décodage. Les canaux de transmission vont alors être décrits, et comme nous privilégions dans ce document les transmissions hertziennes, nous nous attarderons sur les canaux gaussiens. Pour pouvoir juger de la qualité des performances des systèmes de transmission numérique, la capacité constitue un des paramètres les plus importants. Après avoir rapidement introduit la notion de théorie de l'information, nous calculerons donc cette expression.

I.2 Chaîne de transmission numérique classique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Fig.I.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions. Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. ne nous n'intéresserons pas dans cette thèse au codage de source, et considérerons que la source d'information est idéale, i.e. délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués (i.i.d.).

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission, et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information [1], le codage de canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voire l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce

à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [2]. A la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base ou sur fréquence porteuse.

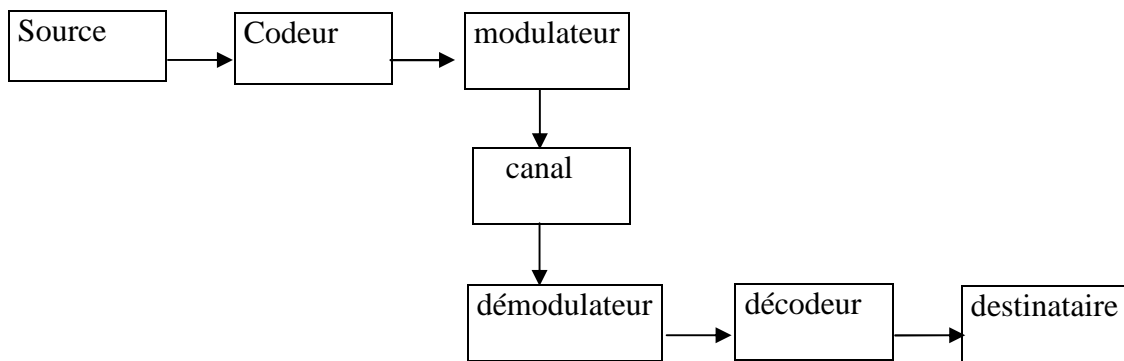


Figure I- 1 : Schéma d'un système de transmission numérique

I.3 Performances d'un système de transmission :

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire, et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc **rapport signal sur bruit (RSB)** le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication. Pour la quantifier, on définit le **Taux d'Erreur Binaire (TEB)** comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis, et le terme de **Probabilité d'Erreur Binaire (PEB)** indique une estimation de ce rapport. Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la **complexité de l'algorithme de démodulation** employé par le récepteur. Enfin l'**occupation spectrale** du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale.

Exprimons mathématiquement les définitions précitées :

- **Le taux d'erreur par bit** est lié à la qualité d'une liaison

$$TEB = \frac{\text{Nombres de bits faux}}{\text{Nombres de bits transmis}}$$

Notons qu'il y a une différence entre PEB et TEB. En effet, au sens statistique, on a $PEB = E[TEB]$ et $TEB \rightarrow PEB$ si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

- **La rapidité de modulation R** se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

$$R = \frac{1}{T} \text{ et s'exprime en bauds.}$$

T : durée d'un élément binaire après modulation

- **Le débit binaire D_b** se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

$$D_b = \frac{1}{T_b} \text{ et s'exprime en bits par seconde}$$

T_b : la période du signal

Pour un alphabet M-aire, On a la relation fondamentale : $T = bT_b$ soit $D = bR$.

IL y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).

- **L'efficacité spectrale** d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D_b}{B}$ et s'exprime en "bit /seconde /Hz". La valeur D_b est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles Maires, on aura :

$\eta = \frac{1}{T.B} \log_2 M$ [Bit /sec/Hz]. Remarquons que pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit /symbole $n = \log_2 M$. c'est en effet la raison d'être de la modulation M-aire.

I.4 Canaux de transmission :

I.4.1 Canal binaire symétrique :

Le canal binaire symétrique (CBS) est un canal discret dont les alphabets d'entrée et de sortie sont finis et égaux à $\{0,1\}$. On considère dans ce cas que le canal comprend tous les éléments de la chaîne compris entre le codeur de canal et le décodeur correspondant.

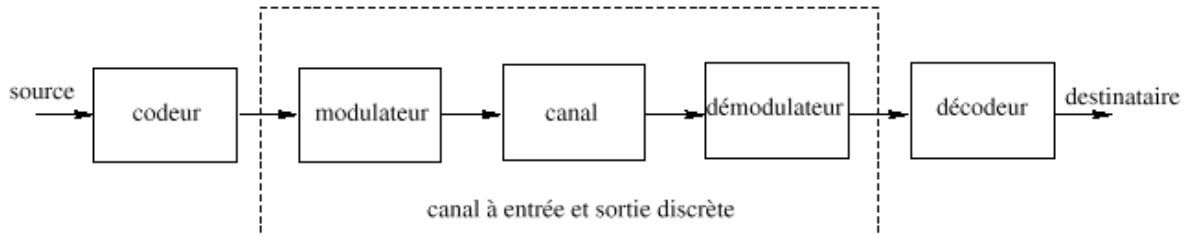


Figure I- 2 : Description d'un canal binaire symétrique

On note respectivement a_k et y_k les éléments à l'entrée et à la sortie du CBS. Si le bruit et autres perturbations causent des erreurs statistiquement indépendantes dans la séquence binaire transmise avec une probabilité p , alors [3]:

$$\Pr (y_k = 0 | a_k = 1) = \Pr (y_k = 1 | a_k = 0) = p$$

$$\Pr (y_k = 1 | a_k = 1) = \Pr (y_k = 0 | a_k = 0) = 1-p$$

Le fonctionnement du CBS est résumé sous forme de diagramme sur la figure 1.3. Chaque élément binaire à la sortie du canal ne dépendant que de l'élément binaire entrant correspondant, le canal est appelé sans mémoire.

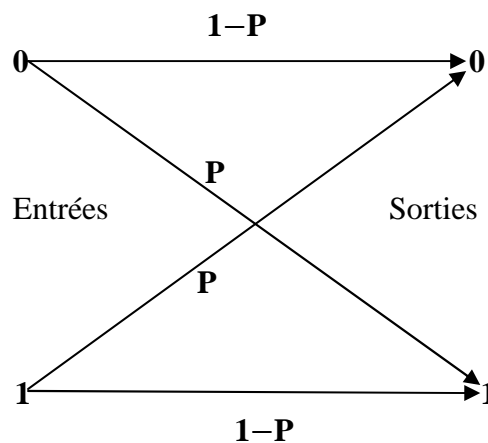


Figure I-3 : Diagramme du canal binaire symétrique

I.4.2 Canal à bruit additif blanc gaussien :

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la simulation de transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien (BBAG). Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors:

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

Où $n(t)$ représente le BBAG, caractérisé par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_n^2 et de densité spectrale de puissance bilatérale $\Phi_{nn} = \frac{N_0}{2}$. La densité de probabilité conditionnelle de r est donnée par l'expression:

$$p(r|s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}}$$

I.4.3 Canal à évanouissements :

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles, dont les multi-trajets sont causés par les montagnes, immeubles et autres voitures, sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets. Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous-marines doivent ainsi affronter de nombreux Multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

I.5. Les modulations numériques

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse $S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ centrée sur la bande de fréquence du canal.

Les paramètres modifiables sont :

L'amplitude : A

La fréquence : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

La phase: φ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires. Le nombre d'états est donc $M = 2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont les suivants :

Modulation par Déplacement d'Amplitude MDA.

(Amplitude Shift Keying ASK).

Modulation par Déplacement de Phase MDP.

(Phase Shift Keying PSK).

Modulation par Déplacement de Phase Différentiel MDPD.

(Differential Phase Shift Keying DPSK).

Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ.

(Quadrature Amplitude modulation QAM)

Modulation par Déplacement de Fréquence MDF.

(Frequency Shift Keying FSK).

s'exprime en "bits par seconde".

Principe des modulations numériques

Le message à transmettre est issu d'une source binaire.

Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$C(t) = \sum_k C_K g(t - kT) = C_K(t) = a_k(t) + jb_k(t) \text{ avec } C_K = a_k + jb_k.$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$ puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq t < (k+1)T$.

Dans les modulations MDA, MDP et MAQ, la modulation transforme ce signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$

La fréquence $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $C_K(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$\text{Ou encore : } m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$\text{en posant : } a(t) = \sum_k a_k(t) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k(t)$$

Le signal $a(t) = \sum_k a_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum_k b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature. $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sont identiques à un et $b_k(t) = b_k g(t - KT)$

Coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$ appelée aussi "formant".

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k g(t - KT)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A1, A2, ... AM) et dans l'alphabet (B1, B2, ... BM).

Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la figure 4. $a_k(t) = a_k g(t - KT)$

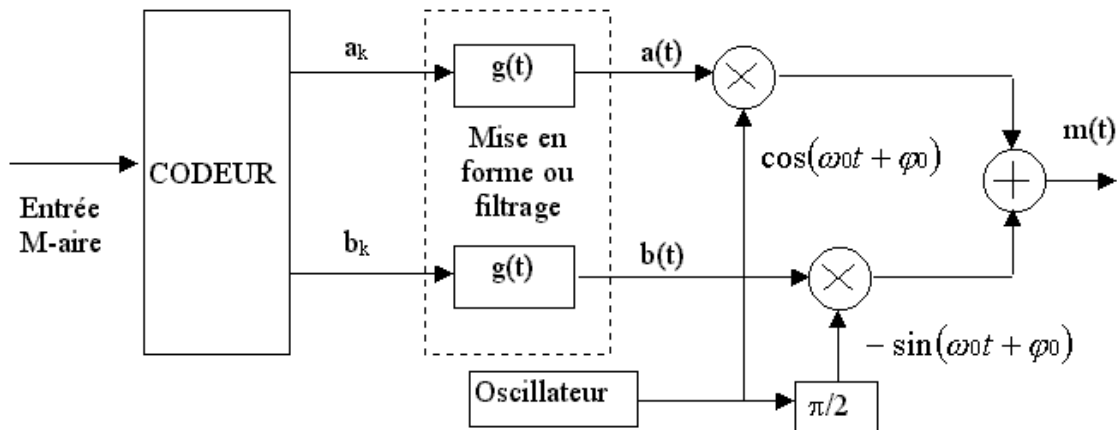


Figure I- 4 : Forme générale du modulateur

Les différents types de modulations sont définis par les alphabets décrits ici dessus et par la fonction $g(t)$.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

$$m_k(t) = a_k g(t - KT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k g(t - KT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Qui peut être représentés (voir figure 5) dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont : $g(t - KT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et $-g(t - KT) \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ (décomposition de Fresnel).

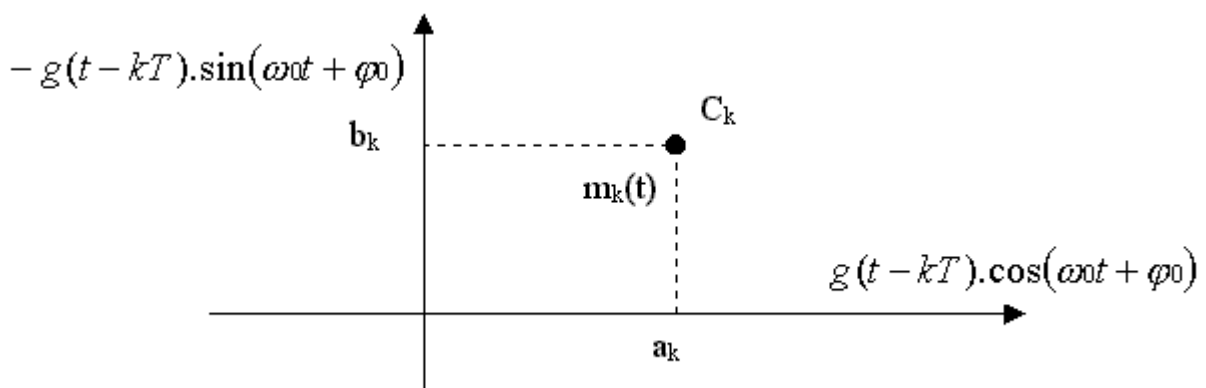


Figure I- 5 : Position d'un symbole dans le plan de Fresnel

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I en anglais) et composante en quadrature (Q en anglais). La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera

possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle $[-B, B]$ avec $B < f_0$ (Condition de Rayleigh).

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_K = A_k + jB_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de **constellation**.

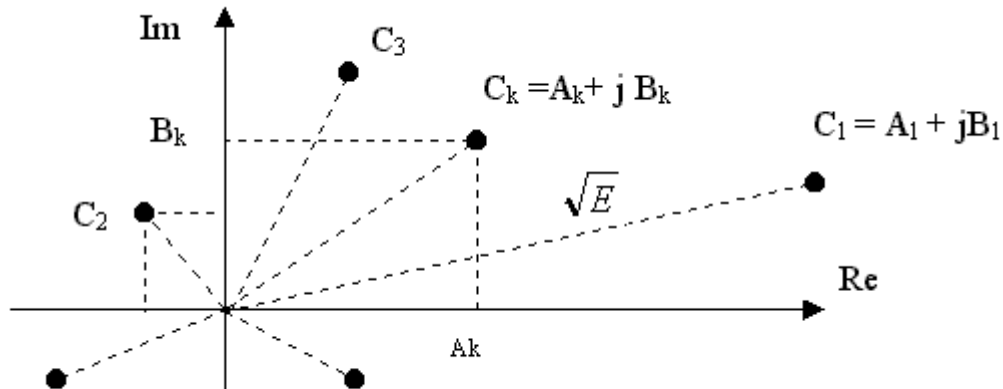


Figure I- 6: Définition d'une constellation numérique

Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

Pour pouvoir distinguer deux symboles, il faut respecter une distance minimale d_{min} , entre les points représentatifs de ces symboles. Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur sera faible. La distance minimale entre tous les symboles est :

$$d_{min} = \min_{i \neq j} (d_{ij}) \quad \text{avec} \quad d_{ij} = |c_i - c_j|^2$$

Ceci est à rapprocher avec la définition de la distance de Hamming.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaires $m_k(t)$ et par là même une énergie nécessaire à la transmission de ce symbole. Dans la constellation, la distance entre un point et l'origine est proportionnelle à la racine carrée de l'énergie qu'il faut fournir pendant l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$ pour émettre ce symbole. La puissance moyenne d'émission des symboles est assimilable à $\sum_i |c_i|^2$ et la puissance crête à $\text{Max} |c_i|^2$.

Les deux critères évoqués ci-dessus sont antagonistes puisque l'on serait tenté d'une part d'éloigner les symboles au maximum pour diminuer la probabilité d'erreur et d'autre part, de les rapprocher de l'origine pour minimiser l'énergie nécessaire à la transmission.

Les critères de choix d'une modulation sont :

La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.

L'occupation spectrale du signal modulé. La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

Remarque :

Concernant la Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal modulé $m(t)$, certaines formules du cours de Théorie du Signal [3] nous rappellent que si $\alpha_m(t) = x_c(t) + jx_s(t)$ représente le signal en bande de base de $m(t)$.

$m(t) = \text{Re}[\alpha_m(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}]$ et si $\gamma_{\alpha_m}(f)$ est la densité spectrale de puissance de $\alpha_m(t)$ alors la DSP du signal modulé $m(t)$ sera :

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{2} [\gamma_{\alpha_m}(f - f_0) + \gamma_{\alpha_m}(-f - f_0)]$$

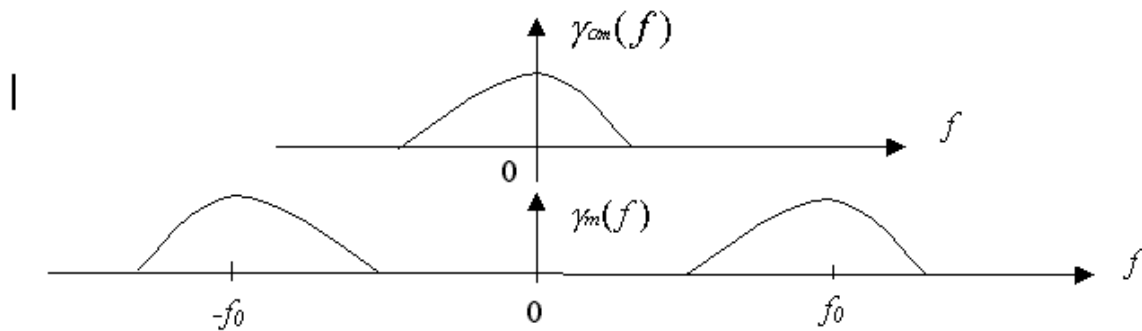


Figure I-7 : Densité spectrale de puissance

Lorsque la modulation est linéaire, l'opération de modulation a pour effet dans la plupart des cas de translater la densité spectrale de puissance (DSP) du signal modulant.

La DSP du signal modulé $m(t)$ est aussi liée à la forme de l'onde $g(t)$, (qui sera souvent rectangulaire) par sa transformée de Fourier $G(f)$.

I.5.1. Modulation par Déplacement d'amplitude (MDA)

Les Modulations par Déplacement d'amplitude (MDA) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying".

Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. Il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors :

$$m(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T[$ et égale à 0 ailleurs.

Rappelons que le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (A1, A2,... AM). Autrement dit, cet alphabet met en évidence les $M= 2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n désignant les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles.

I.5.2. Modulation par tout ou rien

Un exemple de modulation d'amplitude est la modulation (binaire) par tout ou rien encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying".

Dans ce cas, un seul bit est transmis par période T, et par conséquent n=1 et M=2. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (0, a0). On observe donc sur un chronogramme des extinctions de porteuse quand $a_k = 0$ (figure 8).

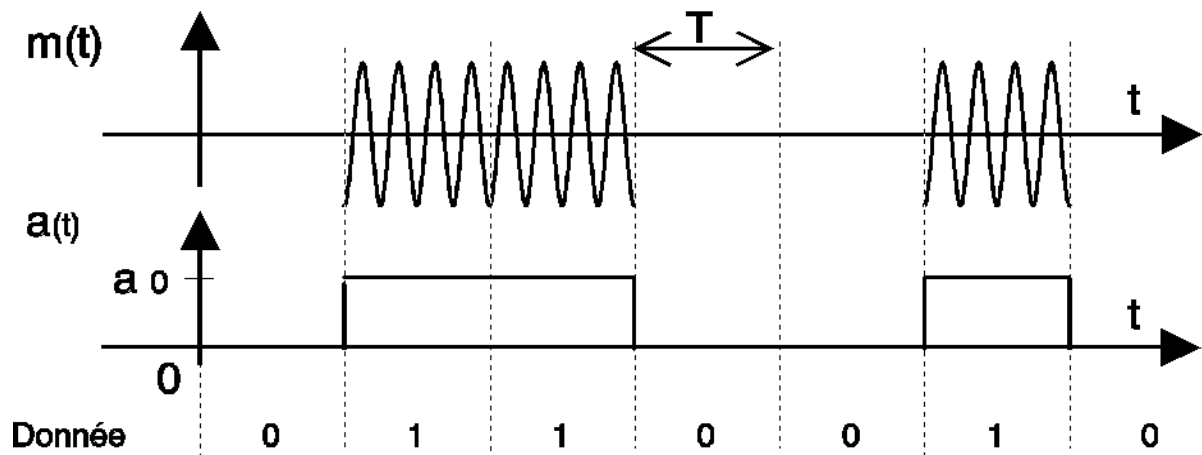


Figure I- 8 : Modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)



Figure I- 9 : Constellation de la modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)

A la réception, cette modulation d'amplitude est souvent démodulée par une détection d'enveloppe. En l'absence de bruit, l'élévation au carré du signal $m(t)$ donne un terme à la fréquence $2f_0$ qui sera éliminé par filtrage et un terme en bande de base proportionnel à $\sum_k a_k^2 g(t - KT)$ qui est porteur de l'information puisqu'il contient a_k .

Le spectre du signal en bande de base est donné par [2] :

$$\gamma_{am}(f) = \frac{a_0^2 T}{4} [\sin \pi f T / \pi f T]^2 + \frac{a_0^2}{4} \delta(f)$$

Le spectre du signal modulé est le même décalé de $\pm f_0$ et comporte donc une raie aux fréquences $\pm f_0$.

I.5.3. Modulation à "M ETATS"

Dans ce cas on utilise plutôt la modulation symétrique.

Les constellations "MDA M Symétrique"

On a toujours $M = 2^n$ amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que :

$$A_i = (2i - M + 1).a_0 \text{ avec } i = 1, 2, \dots, M.$$

Suivant les valeurs de n on obtient le tableau suivant :

n	M	Valeurs de l'alphabet
1	2	$-1a_0, 1a_0$
2	4	$-3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0$
3	8	$-7a_0, -5a_0, -3a_0, -1a_0, 1a_0, 3a_0, 5a_0, 7a_0$

La constellation de la modulation à M états symétriques est donnée figure I-10 pour M prenant comme valeurs 2, 4 et 8.

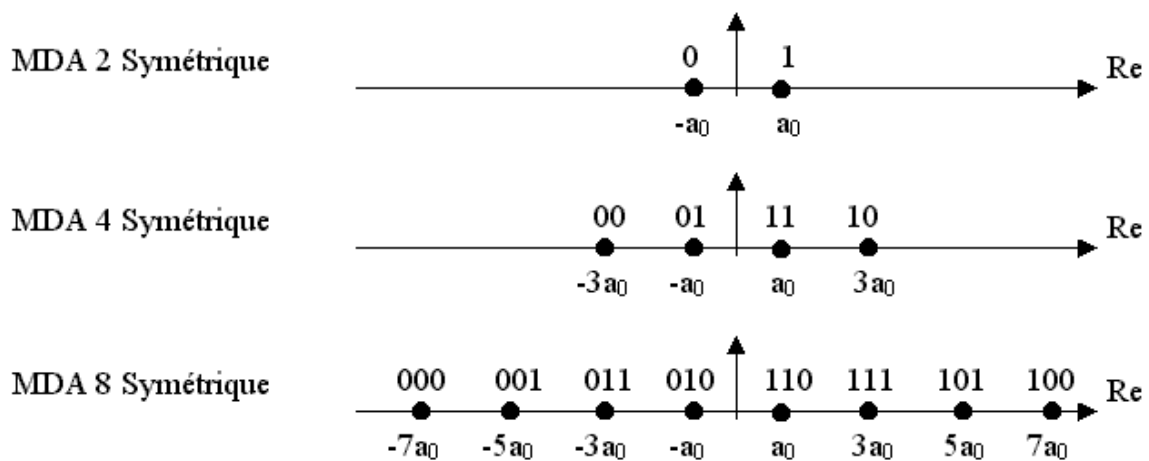


Figure I-10 : Constellation de la modulation d'amplitude à M états

On remarquera que la disposition des symboles met en œuvre un code de Gray de telle sorte qu'un seul bit change lorsque l'on passe d'un point à un autre.

Chronogramme de "MDA 4 Symétrique"

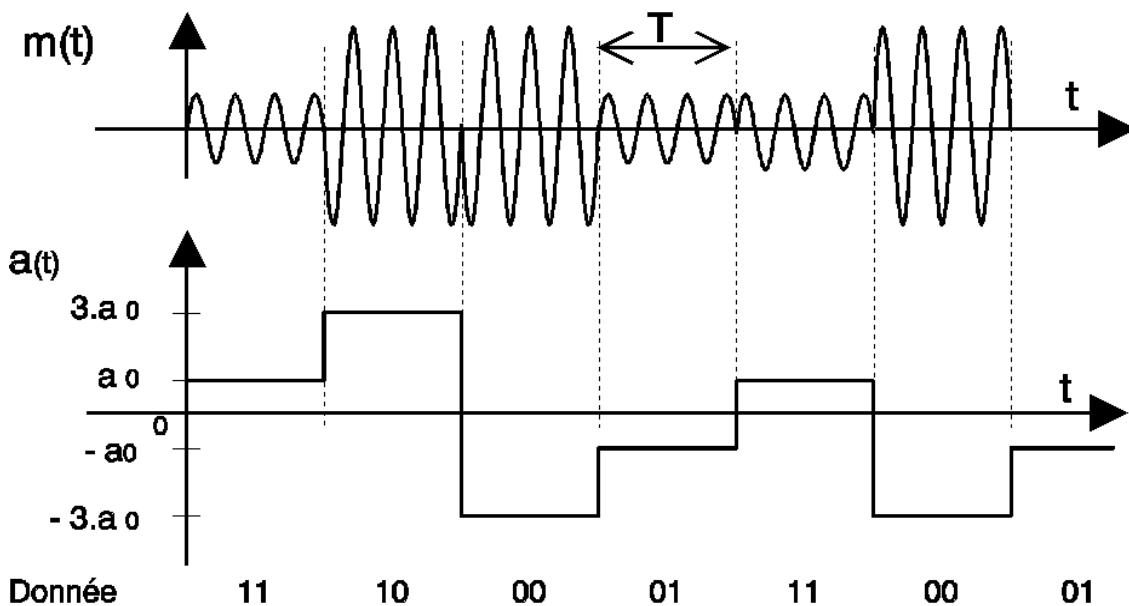


Figure I-11 : Modulation d'amplitude MDA 4 Symétrique

La figure I-11 met en évidence que deux bits sont transmis simultanément à chaque période T . Elle met aussi en évidence qu'il n'est pas question ici de pratiquer une détection d'enveloppe à la réception.

Le spectre de la "MDA M Symétrique"

Le spectre du signal en bande de base ne présente pas de raie et s'écrit [2] :

$$\gamma_{am}(f) = \frac{M^2 - 1}{3} a_0^2 T [\sin \pi f T / \pi f T]^2$$

Le spectre du signal modulé est le même décalé de $\pm f_0$

Modulation et démodulation

Les figures 12 et 13 montrent respectivement un synoptique simplifié de la modulation et de la démodulation cohérente sur une seule porteuse.

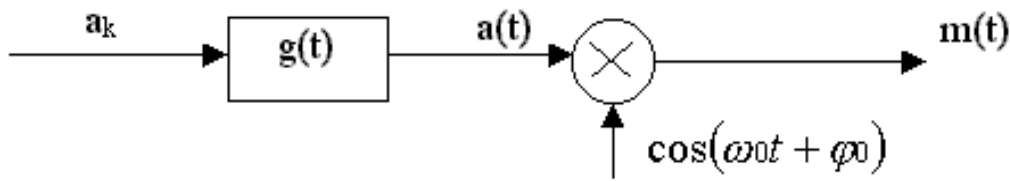


Figure I-12 : Modulation sur une seule porteuse

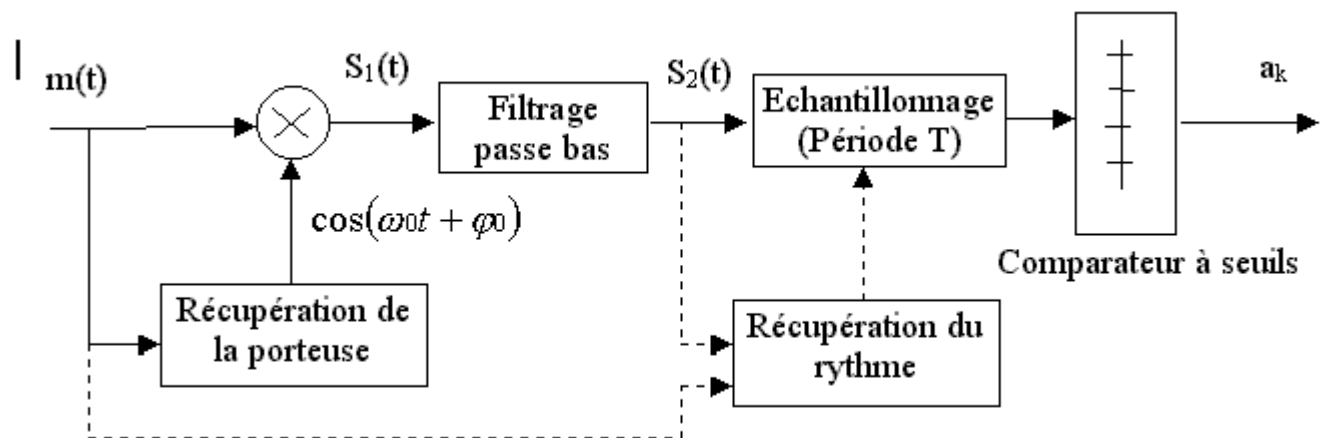


Figure I-13 : Démodulation cohérente sur une seule porteuse

Coté récepteur, et en supposant qu'il n'y ait pas de bruit, si on multiplie le signal reçu $m(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ par une onde sinusoïdale issue d'un

oscillateur local $A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1)$ on obtient : $s_1(t) = \sum_k a_k g(t - KT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1)$

En développant cette expression et en éliminant le terme $\cos(2\omega_0 t)$ par filtrage, on obtient : $s_2(t) = \frac{A_1}{2} \sum_k a_k g(t - KT) \cos(\varphi_0 - \varphi_1)$

Donc, si le récepteur dispose d'un oscillateur local synchronisé en fréquence et en phase sur celui de l'émission, φ_0 sera proche de φ_1 et, donc $\cos(\varphi_0 - \varphi_1)$ sera voisin de 1, et par conséquent $s_2(t) = \frac{A_1}{2} \sum_k a_k g(t - KT)$. Ainsi, le signal $s_2(t)$ est à une homothétie près égal au train modulant $a(t) = \sum_k a_k g(t - KT)$ qui est lui même le signal porteur de l'information. Il reste encore au récepteur à récupérer le rythme, de période T, des symboles

transmis, à échantillonner le signal $s_2(t)$ au milieu de chaque période, et à décider à l'aide d'un comparateur à $(M-1)$ seuils de la valeur a_k reçu.

I.5.4. Modulation par Déplacement de phase (MDP)

Les Modulations par Déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelés par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying".

Reprenons l'expression générale d'une modulation numérique :

$$m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \text{ avec } c_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$$

Les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T]$

$$\text{On a toujours : } a_k(t) = a_k g(t - KT) \quad \text{et } b_k(t) = b_k g(t - KT)$$

$$\text{Soit : } c_k(t) = (a_k + j b_k) g(t - KT) = c_k g(t - KT)$$

Dans le cas présent, les symboles c_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$c_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k} \quad \text{D'où : } a_k = \cos(\varphi_k) \quad b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{et : } a_k(t) = \cos(\varphi_k) g(t - KT) \quad b_k(t) = \sin(\varphi_k) g(t - KT)$$

On pourrait imaginer plusieurs MDP-M pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle ! Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes :

$$\varphi_k = \frac{\pi}{M} + K \frac{2\pi}{M} \quad \text{Lorsque } M > 2$$

$$\text{et : } \varphi = 0 \quad \text{ou } \pi \quad \text{lorsque } M = 2.$$

Remarque :

Les symboles c_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\varphi_k}\}$ où est φ_k défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M-1$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\varphi_k)\}$ et $\{\sin(\varphi_k)\}$.

Le signal modulé devient

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} g(t - KT) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] = \operatorname{Re} \left[\sum_k g(t - KT) e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right]$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$:

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k A e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right]$$

$$m(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

$$= A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la MDP. Remarquons aussi que la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \sin(\varphi_k)$.

L'expression de la MDP montre qu'il s'agit d'une modulation à enveloppe constante ; l'enveloppe étant le module de l'enveloppe complexe. Cette propriété est intéressante pour des transmissions sur des canaux non linéaires, ce qui fait de la MDP un outil de choix par exemple pour les transmissions par satellites. L'intérêt d'avoir un signal modulé à enveloppe constante est que cela permet d'employer les amplificateurs dans leur zone de meilleur rendement qui correspond souvent à un mode de fonctionnement non linéaire.

Ainsi, la disposition des symboles sur un cercle se traduit non seulement par enveloppe constante, mais aussi, par une énergie identique mise en œuvre pour transmettre chaque symbole, ces deux aspects étant bien entendu intimement liés.

On appelle "MDP-M" une modulation par déplacement de phase (MDP) correspondant à des symboles M-aires. La figure 14 montre différentes constellations de MDP pour $M=2, 4$ et 8 .

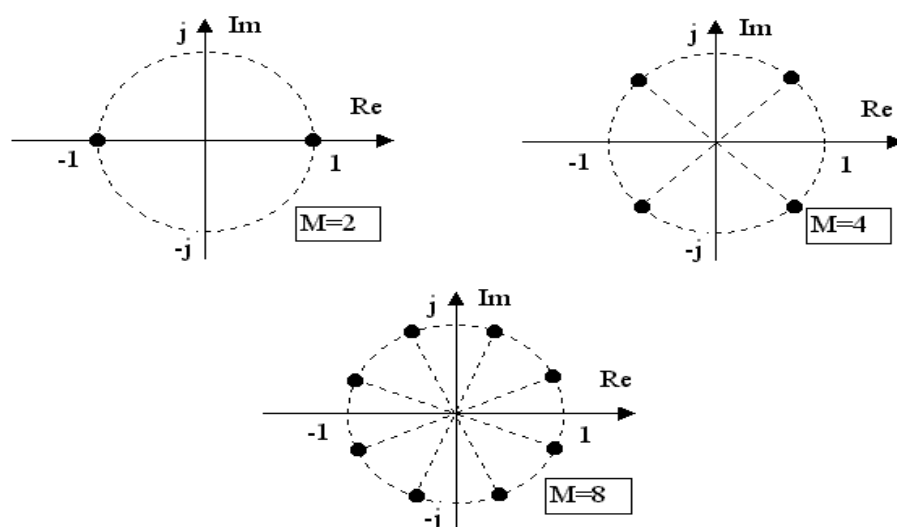


Figure I- 14 : Constellation des symboles en modulation de phase MDP-M

Exemple : La Modulation "MDP-2"

Un exemple de modulation MDP-M est la modulation MDP-2 encore appelée par son abréviation anglaise : BPSK pour "Binary Phase shift Keying".

C'est une modulation binaire (un seul bit est transmis par période T) :

$$n=1, M=2 \text{ et } \varphi = 0 \text{ ou } \pi$$

Le symbole $c_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$.

Ici, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. C'est une modulation mono dimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$: $m(t) = \pm A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

La constellation MDP-2 est représentée figure 15. On remarquera que cette modulation est strictement identique à la modulation MDA-2 symétrique.

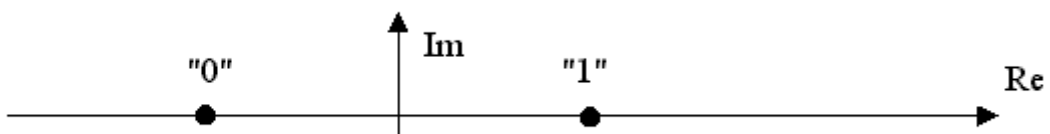


Figure I-15 : Constellation de la modulation de phase MDP-2

Chronogramme de la "MDP-2"

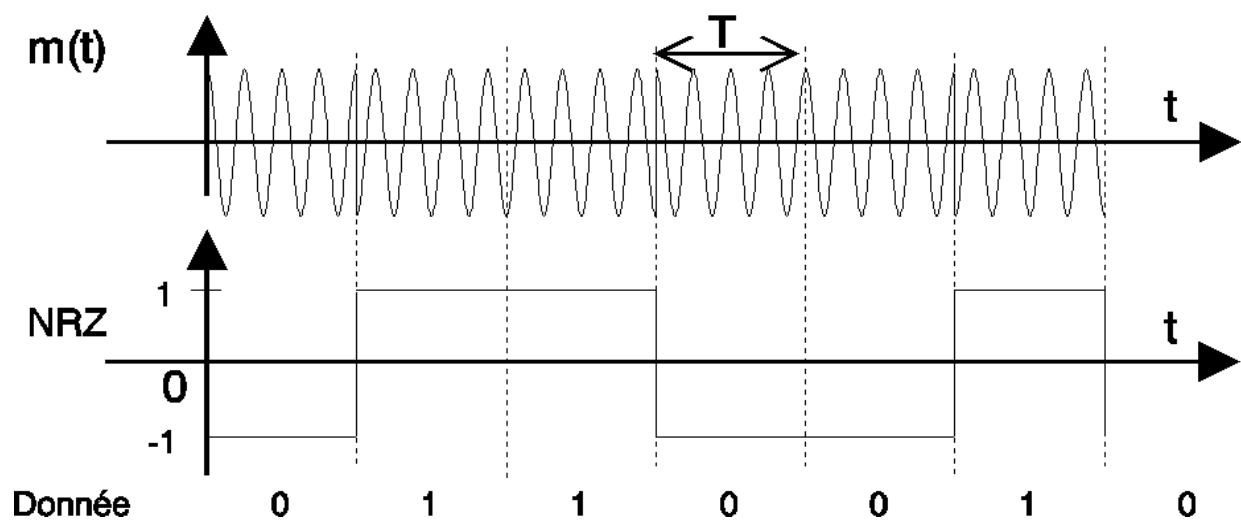


Figure I-16 : Chronogramme de la modulation de phase MDP-2

Modulation et démodulation

Le modulateur représenté figure 17 est constitué d'un multiplicateur qui effectue le changement de fréquence sur un train numérique codé en NRZ.

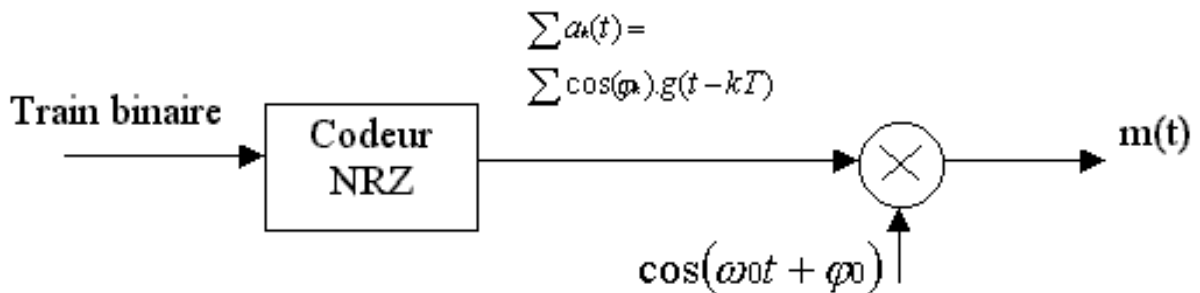


Figure I-17 : Modulateur MDP-2

Le récepteur requiert l'utilisation d'une démodulation cohérente : (voir figure 18 le synoptique simplifié du démodulateur MDP-2).

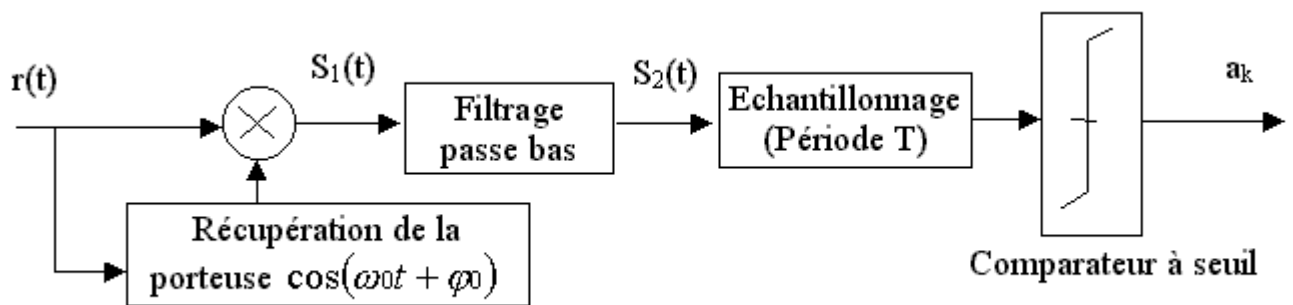


Figure I-18 : Démodulateur MDP-2

Soit $r(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$ le signal non bruité reçu par le récepteur dans l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T]$. Après multiplication avec la porteuse récupérée, on obtient :

$$s_1(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Soit, après filtrage pour éliminer la composante à la fréquence $2f_0$: $s_2(t) = \frac{B}{2} \cos(\varphi_k)$

Le récepteur doit encore récupérer le rythme des symboles transmis, puis échantillonner le signal $s_2(t)$ au milieu de chaque période. Suivant le symbole émis -1 ou 1, φ_k prend la valeur 1 ou 0 et le signe de $S_2(t)$ devient négatif ou positif mettant en évidence la donnée binaire reçue "0" ou "1".

Le spectre de la "MDP-2"

Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire :

$$\gamma_{am}(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2$$

Le spectre du signal modulé est décalé de f_0 .

I.5.5 Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

Les modulations précédentes 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.

Pour ce faire, on écrit le signal modulé $s(t)$ sous la forme suivante:

$$S(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \phi_0)$$

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

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k h(t - kT)$$

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

On considère généralement que les symboles prennent respectivement leurs valeurs dans le même alphabet à M éléments donnant ainsi naissance à une modulation possédant $E = M^2$ 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 $s(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants. Cette modulation prend naturellement le nom de modulation d'amplitude en quadrature (MAQ) et si sa constellation comporte E états, on la note MAQ- E .

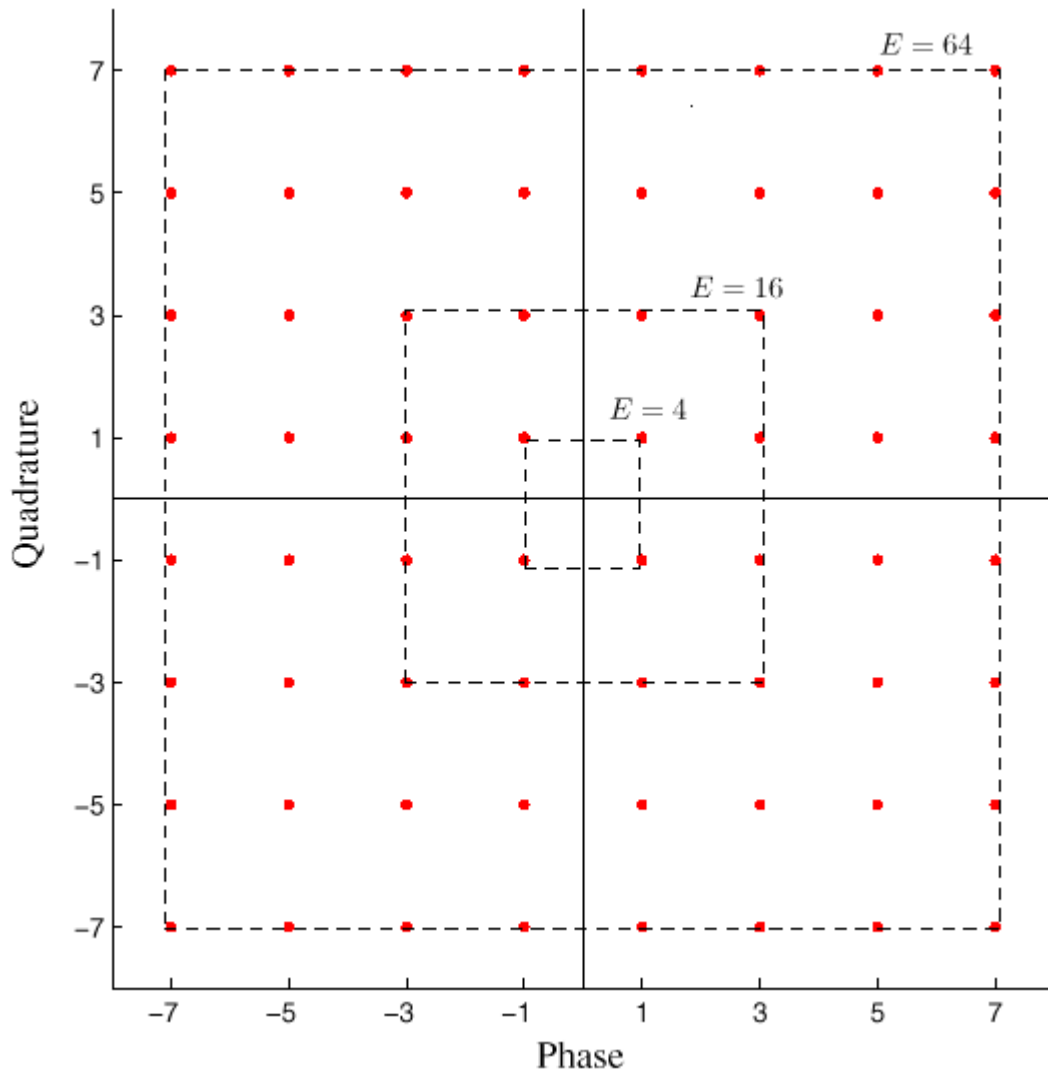


Figure I-19 : Constellations pour modulation MAQ-E

Par exemple, la MAQ-16 est construite à partir de symboles $a(t)$ et $b(t)$ qui prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{\pm d, \pm 3d\}$ où d est une constante donnée. 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 Mbit/s) développés dans les années 1980. Plus généralement lorsque les symboles $a(t)$ et $b(t)$ 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^n états et une constellation avec un contour carré dont font partie la MAQ-4, la MAQ-16, la MAQ-64 et la MAQ-256.

La figure I.19 représente les constellations de modulations de type MAQ pour plusieurs nombres d'états.

Lorsque le signal $s(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en Amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

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 convertisseurs analogiques numériques (CAN), puis une logique de décodage détermine les symboles et régénère le train de bits reçus.

I.6 Conclusion :

Un intérêt majeur des transmissions numériques réside dans la possibilité de leur insertion harmonieuse dans les réseaux intégrés numériques qui se développent de jour en jour. Elles sont d'ailleurs utilisées pour les modulations multi porteuses DMT dont chaque porteuse est modulée indépendamment en utilisant une des modulations numérique MAQ-16 MAQ-32, MAQ-64,

La technologie ADSL par exemple, base sur la technique de modulation DMT nécessite une modulation a grande efficacité spectrale comme la MAQ-16 pour transmettre des données a haut débit.

CHAPITRE II

Modulation multi porteuse

DMT

II.1 Introduction

Ce chapitre a pour but d'introduire les modulations multi porteuses, et en particulier les notions qui serviront à la bonne compréhension de ce mémoire.

Les techniques qu'on appelle multi porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexages en fréquence qui existent depuis longtemps mais le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses. Dans ce cas, les fréquences porteuses sont les plus proches possibles et ainsi on peut transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences données. Ainsi les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre elles. Cela permet d'utiliser des circuits performants à base de transformée de Fourier rapide (FFT) pour réaliser la modulation et la démodulation

La technique de modulation DMT (DISCRET MULTI TONE) qui est notre sujet dans ce chapitre se base sur la modulation MAQ-M qui sera bien détaillée dans ce qui suit.

II.1 Modulation MAQ-M.

C'est une modulation dite bidimensionnelle.

La MDA et la MDP 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.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

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

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

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad \text{et} \quad b(t) = \sum_k b_k g(t - kT)$$

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

II.1.1 Les constellations MAQ-M

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 $E = M^2$ 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 $\{+/- d, +/- 3d\}$ où d est une constante donnée. Une représentation de la constellation de cette modulation est donnée figure II. 1. 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 a_k et b_k prennent leurs valeurs dans l'alphabet $\{+/- d, +/- 3d, +/- 5d, \dots, +/- (M-1)d\}$ 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.

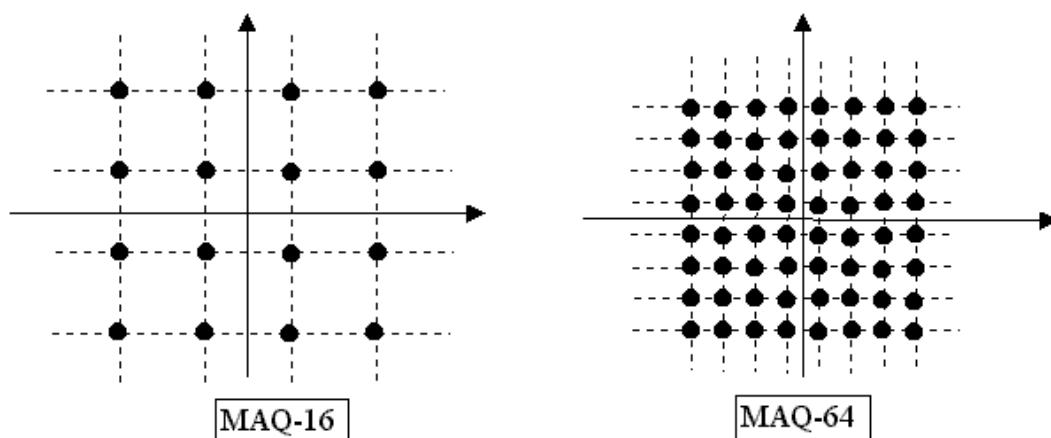


Figure II-1 : Constellations MAQ-16 et MAQ-64

II.1.2 Modulation et démodulation

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

En effet, pour le modulateur le train binaire entrant $\{i\}$ est facilement divisé en deux trains $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$ (Voir figure II-2).

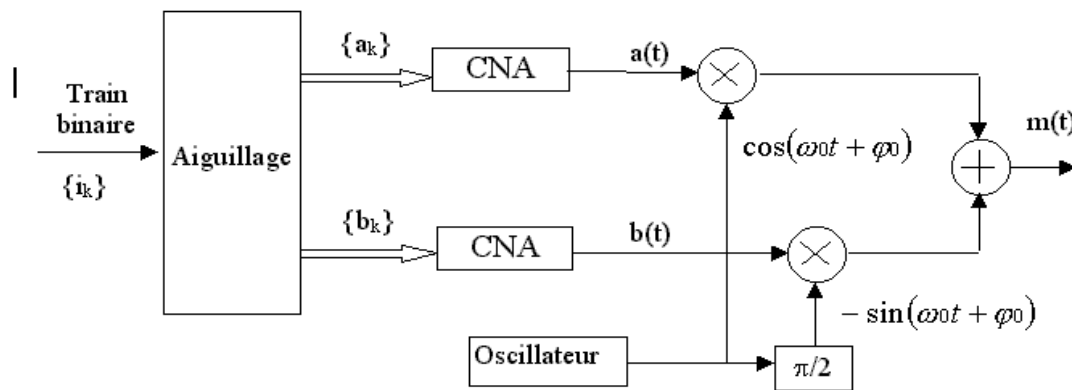


Figure II-2 : Modulateur MAQ-M

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. Le synoptique du démodulateur MAQ-M est très voisin de celui proposé pour la démodulation MDP.

II.2 Codage binaire a symbole :

Le signal à transmettre peut être représenté par une source binaire, dont la sortie est un signal discret constitué des deux éléments binaires 0 et 1 (bits). Cette source possède un débit, qui s'appelle débit d'information binaire de la chaîne de transmission, et qui est égal au nombre d'éléments binaires transmis par la source par unité de temps.

Le codage binaire à symbole est l'étape qui génère un signal discret à partir de données numériques. Chaque élément c_k est complexe et est associé à un ou plusieurs bits issus de la source d'informations.

Le système le plus simple que l'on puisse envisager est la modulation d'amplitude à deux états. Chaque symbole c_k du signal discret correspond à un bit de donnée numérique à transmettre. Si on note $D \in \mathfrak{R}$ l'amplitude du signal, les deux valeurs possibles auxquelles c_k pourra correspondre sont : $\{-D, D\}$

Ces deux valeurs correspondent respectivement à 0 et 1 donc dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

Il est également possible de coder plus de bits dans un même symbole, en définissant plus de valeurs possibles. Par exemple pour coder deux bits dans un seul symbole, on peut utiliser une modulation d'amplitude à 4 états :

c_k Correspondance $\{-3D, -D, D, 3D\}$

Dans ce cas, le symbole numérique c_k code une donnée numérique de 2 bits de la façon suivante par exemple :

$(a_1 b_1) = (00) \Rightarrow c_1$ Correspond à une amplitude du signal égale à $-3D$

$(a_2 b_2) = (01) \Rightarrow c_2$ Correspond à une amplitude du signal égal à $-D$

$(a_3 b_3) = (10) \Rightarrow c_3$ Correspond à une amplitude du signal égal à D

$(a_4 b_4) = (11) \Rightarrow c_4$ Correspond à une amplitude du signal égal à $3D$

Par extension, dans les procédés MAQ-M, à chaque état de la modulation (il y en a $M = 2^b$) correspondant à une amplitude donnée du signal, on associe un mot de b bits. Ces 2^b digits proviennent du groupage par paquets de b bits du train binaire.

Le canal de transmission étant un milieu continu, avant de pouvoir y transmettre les symboles c_k il faut obtenir un signal continu par interpolation. Les symboles sont cadencés par une horloge à la fréquence $F_s = 1/T_s$, ou T_s est la durée d'un symbole numérique. Le message numérique à transmettre défini par la suite de symboles c_k après codage donne le **signal modulant** qui s'écrit :

$$C(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k g(t - kT_s) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k (t) = \sum_{k=0}^{\infty} [a_k(t) + jb_k(t)] = a(t) + jb(t)$$

La fonction $g(t)$ est non nulle sur $[0, T_s]$ car $kT_s \leq t < (k+1)T_s$ et elle est appelée **forme d'onde**. En effet, une forme d'onde classique est tout simplement le rectangle de durée T_s :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$g(t)$ permet en fait d'interpoler le signal discret et comme son nom l'indique donne la forme au signal continu.

II.3 Efficacité spectrale :

Pour une même rapidité de modulation, le $R = \frac{1}{T}$ 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	$8.D$	$8. \eta$

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

II.3 Technique de modulation DMT (Discret Multitone)

II.3.1 Définition

DMT est une technique de modulation utilisée dans certaines technologies XDSL. L'ADSL (American Standards Institute) a défini la modulation de type DMT dans sa norme T1.413. C'est DMT qui a été choisie comme technique de modulation pour l'ADSL.

Il est en principe facile de généraliser encore la modulation QAM en faisant passer le nombre de porteuses de 2 à $2M$, chaque couple de porteuses fonctionnant à une fréquence différente des autres.

C'est une forme de modulation multi porteuse. Pour son application à l'ADSL, le spectre de fréquence compris entre 0 Hz et 1,104 MHz est divisé en 256 sous canaux distincts espacés de 4,3125 KHz. Les sous canaux inférieurs sont généralement réservés au POTS, le débit du flux montant est moins élevé que celui du flux descendant et utilise donc les fréquences les plus basses.

La division de la bande passante en 256 canaux ceci équivaut à disposer de 256 modems synchronisés entre eux, se répartissant la transmission des données.

La division de la bande passante en un ensemble de sous canaux indépendants est la clé de la performance obtenue par DMT.

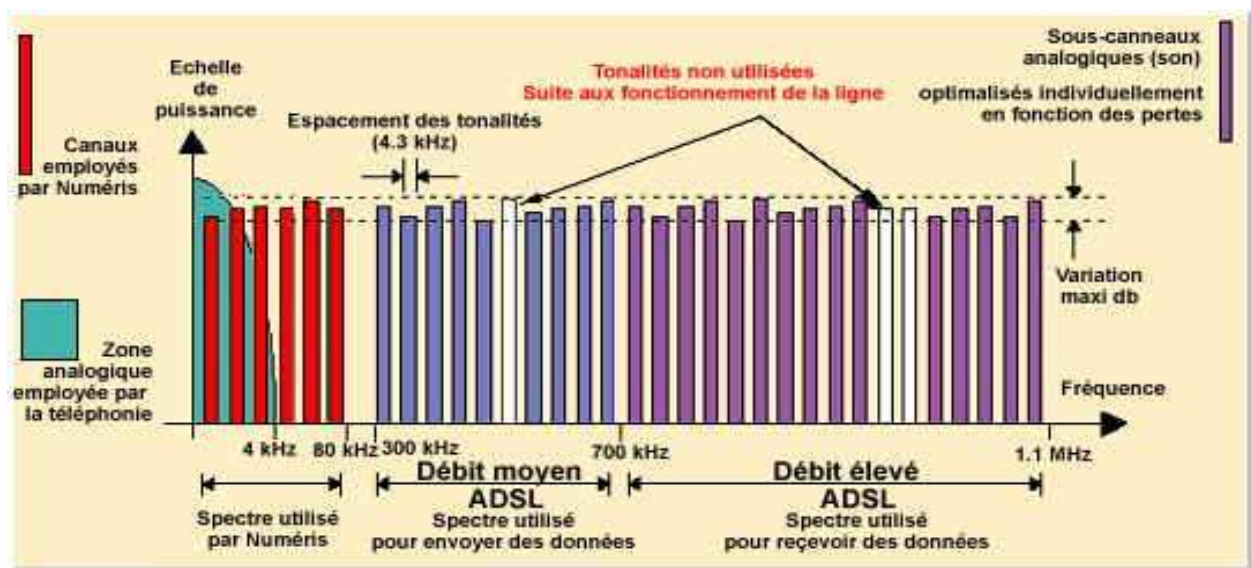


Figure II-3 Spectre de fréquence spécifique à l'ADSL

II.3.2 Les subchannels

Lorsque la liaison est mise en service, le bruit et l'atténuation de chaque subchannel sont testés.

Le débit optimal peut ainsi être atteint dans chaque subchannel, en fonction de ses caractéristiques propres. Donc chaque subchannel codera un nombre plus ou moins grand de bits en fonction de ces propres caractéristiques (Figure II-4).

Il existe également une procédure «allégée» permettant de remettre à jour périodiquement ou lorsque le taux d'erreur augmente, le bruit et l'atténuation de chaque subchannel. Ceci permet de suivre l'évolution des caractéristiques de la ligne au cours du temps. Ce procédé maximise la performance de la transmission (minimise la probabilité de bits erronés lors de la transmission).

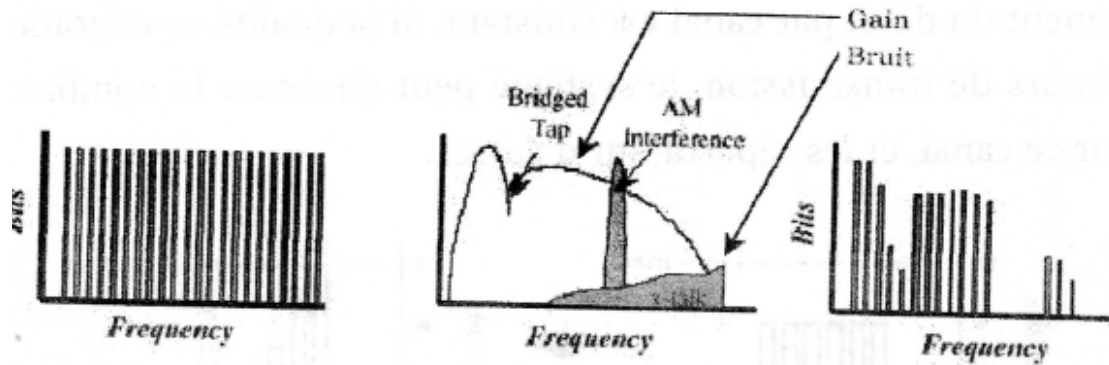


Figure II-4 : Spectre général d'une paire torsadée

On remarque nettement que le nombre de bits que code chaque subchannel dépend de son atténuation et de son bruit. Un subchannel peut coder de 0 à 8 bits selon une constellation.

La bande passante traditionnelle (pour les transmissions téléphoniques) se distingue très bien comme étant la meilleure (300-3400 Hz). Ensuite l'atténuation ainsi que le bruit augmentent avec la fréquence.

Le bruit provient surtout de la diaphonie. On remarque principalement trois zones de subchannel de mauvaise qualité.

Dans les basses fréquences : les basses fréquences sont coupées par les séparations galvaniques.

Bridget Tap : perturbations introduites par des tançons de ligne plus du tous utilisés et non déconnectés du réseau.

AM : Les interfaces des ondes radio peuvent également perturber une ligne.

Comment ces procédures d'analyse de ligne fonctionnent-elles ?

Sans entrée dans les détails, signalons simplement qu'un partenaire transmet en boucle une séquence de bits connus par le destinataire. Ce dernier adapte son filtre de façon à diminuer l'erreur de transmission de chaque boucle. Il est clair que ces procédures ont une disposition d'une durée limitée pour analyser la ligne, une fois cette limite est dépassée, l'analyse est terminée même si les filtres ne sont que partiellement adaptés.

L'ajustement du débit par canal est constant. Si la qualité se dégrade sur un canal en cours de transmission, le système peut diminuer le nombre de bits alloués sur ce canal, et les répartir sur d'autres.

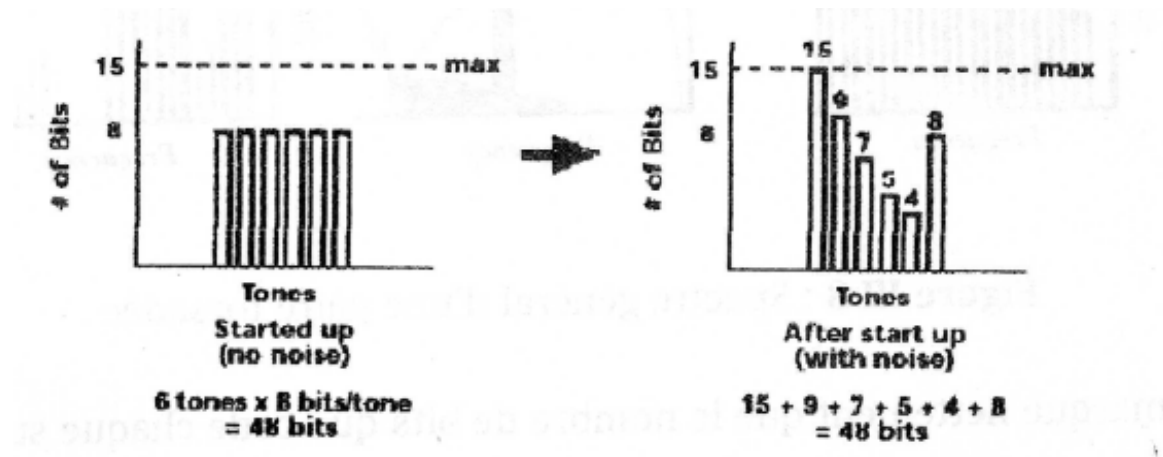


Figure II-5 : Répartition des bits sur les canaux

Pour calculer le débit, on utilise la formule suivante :

Débit total = Nombre de canaux

X nombre de bits par intervalle de modulation

X vitesse de modulation

Il y a un maximum de 8 bits de données par intervalle de modulation. Le débit maximum théorique d'un tel système est donc de $15 \text{ bits/s} \times 4000 \text{ Hz} = 60 \text{ Kbit/s}$ par canal.

Selon la norme T1.413, seules les sous canaux 1 à 31 peuvent être utilisés pour le débit upstream.

II.3.3 Utilisation et le fonctionnement des sous canaux

Les sous canaux 1 à 6 sont utilisés pour la téléphonie, les sous canaux 7 à 31 pour le flux montant, le sous canal 32 est réservé, les sous canaux 33 à 256 sont utilisés pour les flux descendants.

A noter que les sous canaux 16 et 64 sont utilisés pour transporter un signal « pilote » et que les canaux 250 à 256 sont utilisables que sur des lignes de raccordement de faible longueur. Au dessus de 1 MHz, les perturbations sont trop grandes pour permettre un flux stable.

Le procédé utilisé pour la mise en œuvre de la DMT s'apparente à celui utilisé par COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Il s'agit de la technique de multiplexage adoptée par la norme de radiodiffusion Numérique DAB (Digital Audio Broadband)

Comme nous l'avons vu, un équipement ADSL doit être en mesure de moduler ou démoduler jusqu'à 256 porteuses.

L'utilisation de la technologie mise en œuvre pour le multiplexage FDM classique n'est pas envisageable techniquement sur un si grand nombre de porteuses.

Les concepteurs du processus de modulation COFDM ont tourné la difficulté par l'utilisation d'une transformée de Fourier Inverse. D'un point de vue pratique, la nécessité d'opérer très vite, en temps réel, conduit à utiliser une FFT (Fast Fourier Transform = transformée de Fourier rapide) travaillant en numérique, suivant des algorithmes très performants.

L'une des caractéristiques du procédé COFDM est l'utilisation des transmissions « massivement parallèles » dans le domaine des fréquences.

L'information à transmettre est répartie sur un nombre très élevé de porteuses adjacentes.

Ces porteuses ne sont pas issues de générateurs ayant une existence concrète, comme dans tous les procédés classiques de modulation numérique ou analogique, mais leur existence provient d'un artifice mathématique utilisant une transformée de Fourier.

II.3.4 Génération du signal DMT

L'émission d'un signal multi porteuse ayant $U(t)$ pour fonction de mise en forme, T pour période symbole, Δf pour espacement entre porteuse. Ce signal multi porteuse $x(t)$ est la somme de N signaux MAQ émis à des fréquences multiples de l'espacement entre porteuses Δf :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x(t, \Delta f) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{Re}(X_{n,k} u(t - nT) e^{2j\pi k \Delta f t}) \quad (\text{II} - 6)$$

Où $X_{n,k}$ représente le symbole à transmettre dans l'intervalle $[nT, (n+1)T]$ sur la porteuse k . On dira que n représente l'indice temporel et k l'indice fréquentiel.

La modulation DMT est un cas particulier d'une transmission multiporteuse, ou la fonction de mise en forme sera une porte dont la durée est égale à la période symbole :

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & \text{si } t \in [0, T[\\ 0, & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II} - 7)$$

En modulation DMT, la période symbole T , aussi égale à la durée de la fonction de mise en forme n'est pas fixe. Cependant on choisira d'étudier la modulation DMT avec $T = \frac{1}{\Delta f}$

Utilisant la connaissance de $u(t)$ pour formuler le signal DMT sur une durée symbole. Avec (II-6) et (II-7) on peut écrire que pour $t \in [0, T[$:

$$X(nT+t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \operatorname{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} e^{2j\pi k \Delta f (nT+t)} \right) \quad (\text{II-8})$$

Si on utilise la période symbole $T = \frac{1}{\Delta f}$ devient :

$$X(nT+t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \operatorname{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} e^{2j\pi k \Delta f t} \right) \quad (\text{II-9})$$

Soit encore :

$$X(nT+t) = \frac{1}{2\sqrt{T}} \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} e^{2j\pi k \Delta f t} + \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k}^* e^{-2j\pi k \Delta f t} \right) \quad (\text{II-10})$$

qui représente le $n^{\text{ième}}$ symbole DMT émis.

On va maintenant exprimer ce signal dans sa version à temps discret et mettre en évidence une structure permettant le calcul des échantillons en utilisant une IDFT (Inverse Discrète Fourier Transform).

Le signal exprimé en (II-10) représente le signal DMT émis pendant l'intervalle de temps $[iT, (i+1)T[$. Appelons x_n le signal DMT échantillonné à la période T_e avec $T_e = \frac{1}{2N\Delta f}$.

Ce signal s'exprime à partir de (II-6) par :

$$x_n = x(nT_e) = x\left(\frac{n}{2N\Delta f}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{+\infty} \operatorname{Re} \left(x_{i,k} u(nT_e - iT) e^{\frac{2j\pi kn}{2N}} \right) \quad (\text{II-11})$$

Pour générer Ce signal on va le séparer en blocs, de la même façon qu'en (II-10), ainsi on définit l'échantillon m du $n^{\text{ième}}$ symbole DMT par :

$x_{n,m} = x(nT + mT_e)$ de cette façon, on voit que le signal DMT échantillonné défini en (II-11) a été découpé en blocs de taille $2N$ car :

$$\begin{aligned} \{x_n\} &= \{x_{0,0}, \dots, x_{0,2N-1}, \dots, x_{i,0}, x_{i,2N-1}, \dots, \dots\} \\ &= \{\text{symbole } 0, \dots, \text{symbole } i, \dots\} \end{aligned} \quad (\text{II-12})$$

On va donc exprimer le bloc de taille $2N$: $\{x_{n,0}, \dots, x_{n,2N-1}\}$. Avec (III.8) on obtient :

$$x_{n,m} = \frac{1}{\sqrt{T}} \operatorname{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} e^{2j\pi k \Delta f m T_e} \right) \quad (\text{II-13})$$

Qui devient :

$$x_{n,m} = \frac{1}{2\sqrt{T}} \left(\sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k} e^{2j\Pi k \Delta f m T_e} + \sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k}^* e^{-2j\Pi k \Delta f m T_e} \right)$$

Pour une période d'échantillonnage : $T_e = \frac{1}{2N\Delta f}$. On a alors :

$$x_{n,m} = \frac{1}{2\sqrt{T}} \left(\sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k} e^{\frac{2j\Pi km}{2N}} + \sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k}^* e^{-\frac{2j\Pi km}{2N}} \right)$$

$$x_{n,m} = \frac{1}{2\sqrt{T}} \left(\sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k} e^{\frac{2j\Pi km}{2N}} + \sum_{K=N+1}^{2N} X_{n,2N-k}^* e^{-\frac{2j\Pi(2N-k)m}{2N}} \right)$$

$$x_{n,m} = \frac{1}{2\sqrt{T}} \left(\sum_{K=0}^{N-1} X_{n,k} e^{\frac{2j\Pi km}{2N}} + \sum_{K=N+1}^{2N} X_{n,2N-k}^* e^{-\frac{2j\Pi km}{2N}} \right)$$

Afin d'écrire cette expression au moyen d'une IFFT de taille 2N, on pose

$$x_{n,0} = 0, \quad \forall n.$$

On obtient alors :

$$x_{n,m} = x_{n,0} = 0 \left(\sum_{K=0}^{2N-1} X'_{n,k} e^{\frac{2j\Pi km}{2N}} \right) \quad (\text{II-14})$$

En définissant :

$$X'_{n,k} = \begin{cases} 0 & \text{si } k = 0 \\ X_{n,k} & \text{si } 0 < k < N \\ 0 & \text{si } k = N \\ X_{n,2N-k}^* & \text{si } N < k < 2N \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

On peut alors exprimer (II-14) sous la forme :

$$\{x_{n,m} \quad m = 0, \dots, 2N - 1\} = \frac{N}{\sqrt{T}} \text{IFFT}\{X'_{n,0}, \dots, X'_{n,2N-1}\} \quad (\text{II-16})$$

Ce résultat, illustré par la Figure (II-6), montre que les échantillons de chaque symbole DMT peuvent être calculés au moyen d'une IFFT de taille 2N.

On notera aussi cela sous la forme :

$$\{x_{n,m}\}_m = \frac{N}{\sqrt{T}} \text{IFFT}\{x'_{n,k}\}_k \quad (\text{II-17})$$

Ce qui signifie que les $2N$ échantillons $\{x_{n,0} \dots \dots, x_{n,2N-1}\}$ sont calculés avec l'IFFT de taille $2N$ de $\{X'_{n,0} \dots \dots, X'_{n,2N-1}\}$

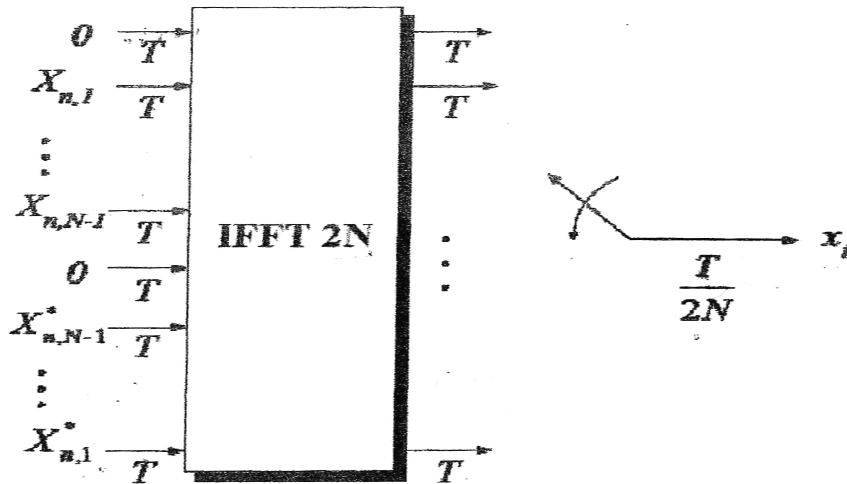


figure II-6 Emission du signal DMT au moyen d'une IFFT de taille $2N$

II.3.5 Démodulation du signal DMT

Dans ce paragraphe, on va décrire le récepteur du signal DMT émis.

Dans le cas d'un canal idéal, le signal à l'entrée du récepteur est égal au signal émis tel qu'il a été exprimé précédemment en (II.14) et (II.17). Ainsi, si on appelle y_i le signal numérique reçu, on obtiendra, en sélectionnant des blocs de taille $2N$, comme il a été fait pour le signal émis x_i :

$$\{y_{n,m}\}_m = \{x_{n,m}\}_m = \frac{N}{\sqrt{T}} \text{IFFT}_{2N}\{X'_{n,k}\}_k$$

Etant donnée les propriétés d'inversibilité de la FFT, on voit qu'en prenant la FFT

$$\text{de } \{y_{n,m}\}_m, \text{ on obtient } X'_{n,k}, \text{ en effet } \frac{\sqrt{T}}{N} \text{FFT}_{2N}\{x_{n,m}\}_m = \{X'_{n,k}\}_k \quad (\text{II-18})$$

Ceci met en évidence un dispositif d'émission-réception d'un signal DMT au moyen d'une IFFT et d'une FFT de taille $2N$ (Figure II-7).

On notera que dans le cas général, le processus de réception se traduit par le calcul de :

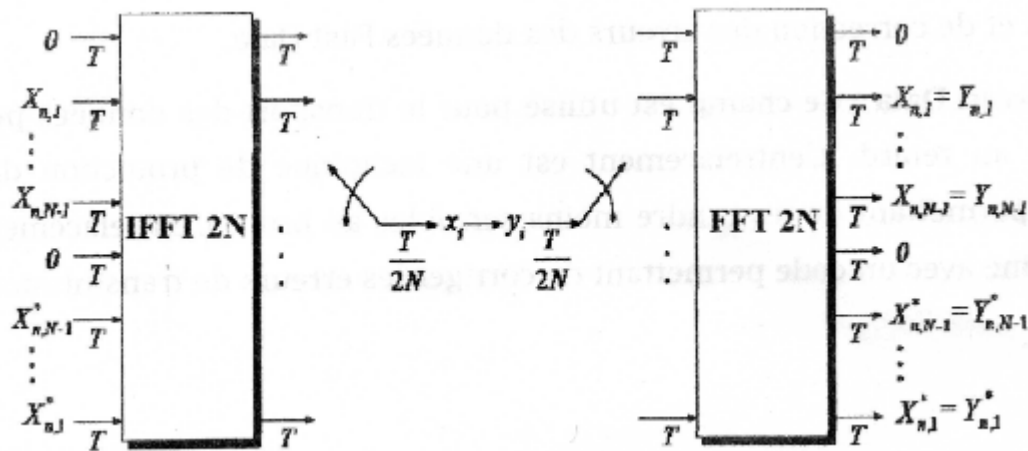


Figure II 7 : Emission-Réception du signal DMT au moyen d'une IFFT de taille 2N

$$\{Y'_{n,k}\}_k = \frac{\sqrt{T}}{N} FFT_{2N}\{y_{n,m}\}_m \quad (II-19)$$

Qui dans le cas d'un canal idéal $\{y_{n,m} = x_{n,m} \forall n, m\}$. Est équivalent à (II.18).

Trame ADSL

Les données à transmettre sont groupées en trames de 246 μs soit 4000 trames par seconde. 69 trames sont regroupées pour former une multi trame de 17 ms. Chaque trame est composée des champs suivants :

Redundancy Check) de la partie Fast Data.

Fast Data : Ce champ sert au transport des données sensibles au retard. L'Equipment traite ces données dans des files d'attente spécialisées. Leur transport est prioritaire afin garantir un délai de transmission minimal.

FEC : Le champ FEC (Forward Error Correction) contient les informations de détection et de correction des données Fast Data.

Interleaved Data : Ce champ est utilisé pour le transport des données peu sensibles au retard. L'entrelacement est une technique de protection des données permettant de les rendre moins sensibles au bruit. L'entrelacement est combiné avec un code permettant de corriger les erreurs de transmission.

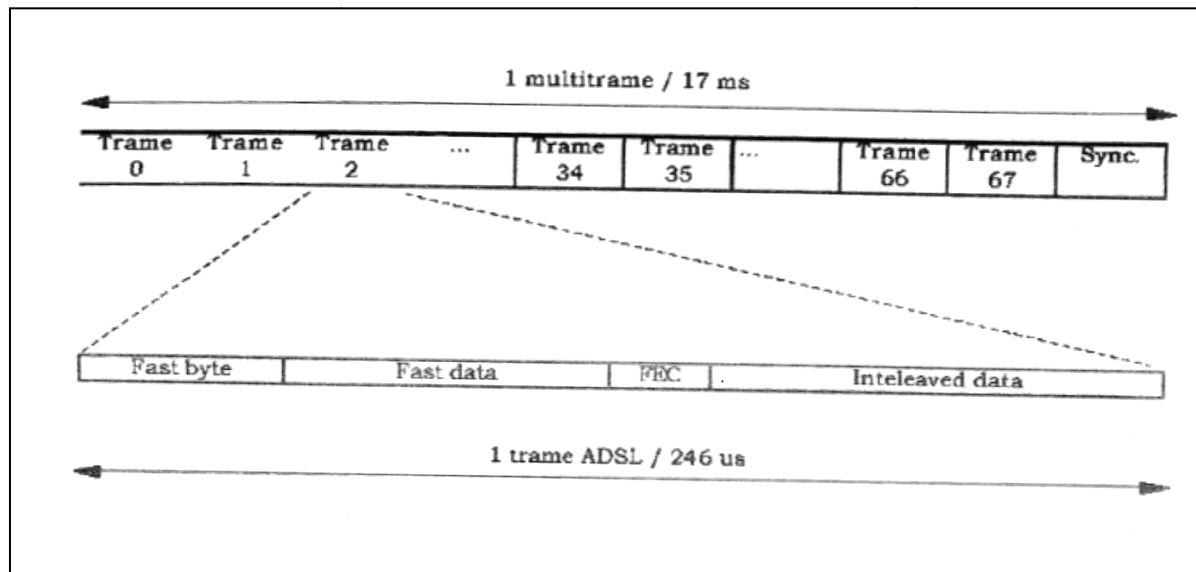


Figure II-8 : structure de trame ADSL

Les trames 2a33 et 36 à 76 sont utilisées pour le transport des données. Les autres trames ont des fonctions particulières :

Trames 0 et 1 : transport des données de détection d'erreurs (CRC) de la multi trame.

Trames 34 et 35 : transport des bites d'indication et de configuration pour la gestion de la liaison.

Trame 68 : trame de synchronisation.

La taille des trames varie en fonction du débit de la ligne. Il n'y a donc pas de taille fixe pour les trames et multi trame. Seule la durée est constante.

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, la technique de modulation DMT a été introduite, ces principes généraux ont été décrits, ce qui a permis de mettre en évidence ses avantages.

La technique DMT présente une excellente immunité aux perturbations et à la diaphonie. En plus, elle est particulièrement bien adaptée aux application à débit variable. Cependant elle requiert une puissance de calcul élevée. Cependant avec les performances des processeurs actuels, cet inconvénient n'a plus beaucoup d'importance. La modulation correspond à une IFFT et bien entendu, la démodulation a une FFT.

CHAPITRE III :
T chnologie xDSL

III.1 Introduction :

Depuis l'avènement des technologies xDSL (*Digital Subscriber Line*), la paire torsadée en cuivre a retrouvé un intérêt grandissant parmi les grandes entreprises de télécommunication. Les différentes technologies xDSL ont une caractéristique commune, elles permettent de faire passer des flux importants de données sur de simples lignes téléphoniques torsadées. Une présentation exhaustive des technologies xDSL sera présentée, en insistant sur l'aspect technique et en les comparant avec les différentes autres solutions similaires mises en œuvre. Des exemples d'applications vont démontrer l'intérêt réel de la part des industriels. Les technologies xDSL permettent des débits de l'ordre de plusieurs mégabits sans bouleverser l'infrastructure existante. La transmission xDSL ne nécessite que de simples paires de cuivre omniprésentes dans les réseaux de distribution des opérateurs. Ces technologies utilisent les structures existantes, permettant de transférer les données entre l'utilisateur et le réseau, sans nécessiter un investissement astronomique de la part des opérateurs de télécommunication.

III.2 Position du problème :

Pour remédier au problème des derniers kilomètres de la transmission, il a tout d'abord été envisagé de déployer de la fibre optique jusque chez l'abonné. L'investissement s'est cependant révélé trop onéreux. La rentabilité du système était donc compromise.

Il fallait donc trouver une autre solution pour proposer des services assurant de hauts débits à moindre coût. La solution fut trouvée par les téléphonistes : doper le réseau téléphonique existant. C'est le but des technologies xDSL.

L'idée de base de ces technologies est de repousser la barrière théorique des 300-3400 Hz de bande passante qu'utilisent les modems actuels. Mais ce n'est pas si simple car la dissipation d'énergie, la diaphonie et la pupinisation posent problème.

III.2.1 Dissipation d'énergie :

Un courant électrique passant au travers d'un conducteur dissipe une partie de son énergie sous forme de chaleur (pertes par effet de Joule). Ces pertes augmentent avec la résistance du câble. Celle-ci est fonction de la longueur du câble, de sa section et de sa résistivité. Les technologies xDSL font passer des signaux haute fréquence dans ces câbles. Cela a le

désavantage de créer un effet de peau qui a pour conséquence d'augmenter dramatiquement la résistance du câble, et donc d'atténuer le signal utile.

Ceci a directement pour effet de limiter la longueur des boucles locales. Cependant, l'un des moyens de minimiser cette atténuation est d'utiliser des câbles moins sensibles à l'effet de peau, donc de diamètre plus gros. Ce qui se traduit bien sur par un coût d'implantation plus élevé.

III.2.2 Diaphonie :

Dans un réseau téléphonique, de multiples paires de fils téléphoniques sont regroupées dans un même câble. Des signaux transitant dans une paire torsadée sont susceptibles de créer des interférences (rayonnement électromagnétique) sur les autres paires du câble. C'est la diaphonie.

Sachant que, du côté des centraux opérateurs, la concentration de câbles est très forte, l'extension des technologies HF comme l' xDSL risque de créer de nombreuses perturbations entre signaux de même caractéristiques limitant ainsi le débit obtenu.

III.2.3 Pupinisation :

Afin d'éviter les parasites hautes fréquences et d'assurer un affaiblissement du signal indépendant de la fréquence, les opérateurs téléphoniques ont disposé à différents endroits de leur réseau des bobines d'auto-induction. Les technologies xDSL ont pour principe de laisser la bande des 300-3400 Hz libre et donc d'émettre sur des fréquences élevées. Ces bobines auront pour effet d'éliminer le signal utile. Il est donc impossible de transmettre suivant une technologie xDSL sur une boucle locale équipée de bobines de pupinisation.

Voici quelques uns des problèmes auxquels est confrontée cette nouvelle technologie. Sans que ceux-ci empêchent l'installation d'équipements xDSL, ils imposent des contraintes dans le développement du réseau dont il faudra tenir compte au fur et à mesure de la progression de ces technologies sur l'ensemble des boucles locales.

III.3 Réseau et hauts débits :

Les nouvelles technologies xDSL se situent sur le créneau des réseaux à large débit. Il serait intéressant de situer ces termes dans leur contexte permettant ainsi de mieux comprendre l'engouement que suscitent ces technologies si prometteuses.

Un réseau est un système de partage de ressources distribuées. Il comprend un ensemble de liens et de nœuds reliés entre eux pour permettre à deux abonnés (au moins) d'établir une liaison pour communiquer entre eux. La périphérie du réseau est constituée de réseaux de commutateurs d'accès qui regroupent plusieurs abonnés, assurant également un rôle de multiplexeur. Les nœuds internes du réseau commutent avec les communications d'un lien d'entrée vers un lien de sortie en fonction d'un critère d'acheminement. Ainsi un réseau utilise des techniques de multiplexage à sa périphérie et des techniques de commutation en interne. Le réseau de commutation peut être ainsi vu comme un lien composite virtuel.

Comme toutes les autres technologies situées sur le créneau des réseaux à hauts débits, les technologies xDSL doivent pouvoir répondre à des exigences pour un transfert efficace de données qui sont :

- la bande passante requise
- le temps de transfert
- le taux d'erreur
- la variation du délai de transmission

(Problème du jitter ou gigue correspondant à un décalage temporel entre les cellules successives de la même source. Lors d'un transfert on a intérêt à avoir une gigue le plus faible possible).

III.4 Les technologies xDSL :

III.4.1 Présentation :

Le sigle xDSL regroupe plusieurs variantes de techniques de transmissions hauts débits, utilisant la ligne téléphonique. Une paire de cuivre offre une bande passante de 1Mhz, or seulement 4khz sont utilisés pour la transmission de la voix. Les technologies xDSL exploitent cette bande passante supplémentaire pour créer ainsi deux voies de

communications. Les versions des technologies xDSL diffèrent par le nombre de paires téléphoniques utilisés (1 ou 2), le choix des fréquences porteuses et le type de modulation utilisée. La technologie ADSL met en place un débit dissymétrique, plus important sur la voie descendante (VD) que sur la voie Montante (VM). Cette dissymétrie est adaptée aux exigences de l'accès à Internet.

Les technologies xDSL reposent sur le concept de " super modems ". Ce sont des boîtiers, où sont couplés des modulateurs-démodulateurs à très hautes performances, placés aux extrémités d'une ligne en paires torsadés pour réaliser une ligne d'abonné numérique.

Dans la chaîne qui relie l'internaute, au reste du monde, le point faible se situe sur la partie reliant le modem du particulier au central téléphonique. Cette jonction est constituée de fils de cuivre, qui croit-on par méconnaissance, ne peuvent supporter des vitesses de communication dépassant que quelques dizaines de kbits par seconde. En fait, les possibilités des fils de cuivre sont sous- utilisées car le réseau téléphonique a d'abord été conçu pour transporter de la voix et dans cette optique, la bande passante utilisée par les équipements de communication classiques est de l'ordre 3.3 kHz. Or, les caractéristiques physiques des lignes d'abonnés permettent en réalité de supporter la transmission de signaux à des fréquences pouvant atteindre 1 MHz. En modifiant les modems, il est donc possible d'optimiser l'utilisation de ces lignes et il apparaît que, en fonction de la distance séparant l'abonné de son central téléphonique, les paires de cuivre peuvent supporter des débits allant de 1.5 Mbits/s à 10 Mbits/s, c'est à dire capables enfin de transporter de la vidéo. Il devient alors facile d'imaginer les possibilités qu'offrent de tels débits en les comparant à ce que l'on possède actuellement : 33,6 kbit/s, 64 kbit/s ou 128 kbit/s dans le meilleur des cas...(hors communication par câble ou satellite). La fig. III-1 montre une infrastructure à base de technologies xDSL.

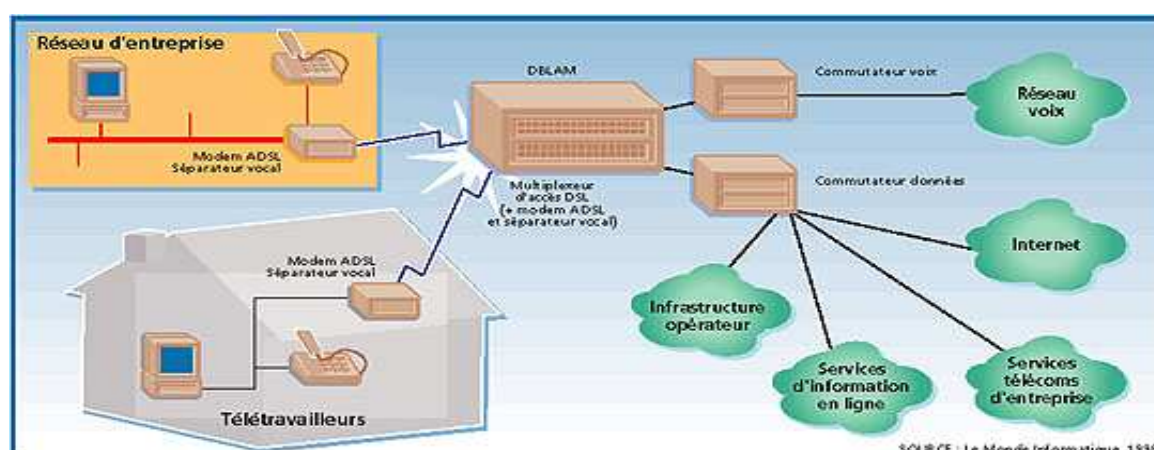


Figure III-1 Infrastructure d'une liaison provenant de la technologie xDSL

Les techniques xDSL mixent sur une simple paire téléphonique des trafics de voix, de données et d'images. Une liaison xDSL comporte plusieurs canaux, par exemple la technique ADSL met en œuvre 3 canaux : un canal voix traditionnel et deux canaux multimédia.

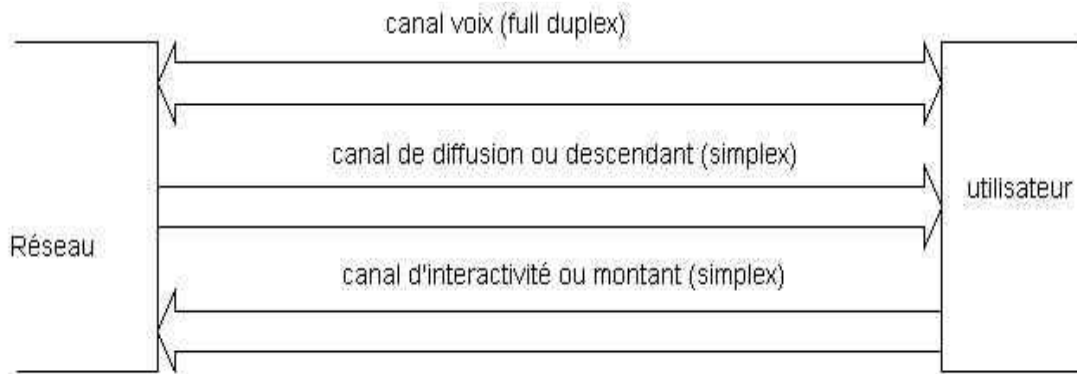


Figure III-2 Les canaux ADSL

Selon la technique de modulation mise en œuvre et les débits respectifs des canaux multimédia, on distingue de nombreuses variantes présentées maintenant.

III.4.2 Aperçu des différentes techniques :

ADSL (Asymmetric DSL) : cette technologie permet de numériser la partie terminale de la ligne de l'abonné et de faire supporter simultanément sur une paire de fils de cuivre le service téléphonique de base et des flux de données numériques à très haut débit. Elle nécessite l'installation d'un filtre et d'un modem spécifique à chaque extrémité du réseau (central téléphonique, équipement abonné). La technique de transmission asymétrique offre deux canaux destinés aux données, avec un débit maximal (de 8Mbit/s dans le sens réseau/abonné et de 640 kbit/s dans le sens inverse) variable selon le code en ligne utilisé et la distance de raccordement. ADSL libère en outre un peu de bande passante pour conserver le canal téléphonique de 4 kHz (voir fig.III-3). Cette technologie se trouve être adaptée au multimédia par Internet, le flux descendant (ou canal de diffusion) étant beaucoup plus important que le flux montant (ou canal d'interactivité). ADSL convient bien aux applications interactive du type vidéo à la demande (VOD), aux services audiovisuels interactifs fournissant plusieurs canaux TV, et permet une interconnexion entre réseaux. ADSL préservant le canal de voix, il est donc possible de téléphoner tout en " surfant sur le web".

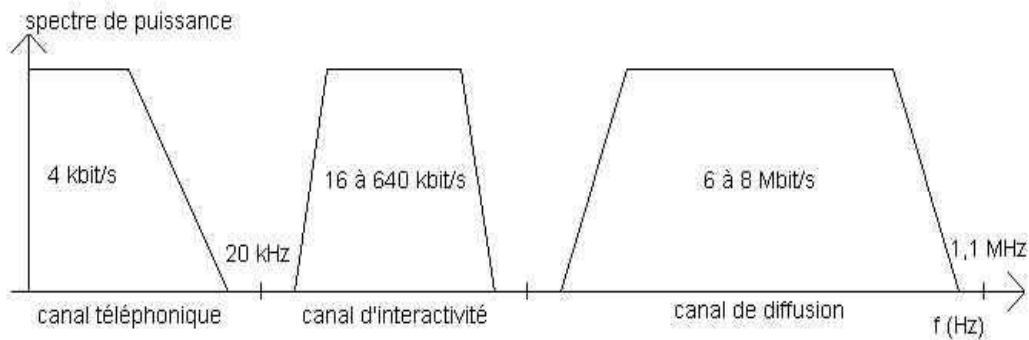


Figure III-3 Répartition des spectres de fréquences pour la technologie

- HDSL (High bit-rate DSL) : technique de transmission full duplex destinée à stimuler le réseau de distribution en cuivre en offrant des équivalents à l'accès primaire RNIS de types T1 (1544 kbit/s) et E1 (2048 kbit/s). HDSL exploite en outre deux ou trois paires téléphoniques.
- SDSL (Symetric DSL ou Single line DSL) : version monoligne de HDSL, mais plus limitée en distance. Le SDSL est tout à fait adapté à la visioconférence, aux travaux en groupe sur réseaux LAN interconnectés et est une solution pour le remplacement des T1/E1.
- VDSL (Very High bit-rate DSL) : désignation commune à toutes les déclinaisons DSL à très large bande offrant un débit réseau vers abonné de 13 Mbit/s à 51 Mbit/s selon une distance de raccordement inversement proportionnelle à ces calibres. Pour une boucle locale de 1km, le débit offert butte sur 26Mbit/s. Cette variante xDSL vise à compléter une infrastructure FTTC (Fiber To The curb), mais cette architecture hybride ne fleurit guère dans les réseaux de distribution des opérateurs, à l'inverse de HDSL ou ADSL. C'est une technologie asymétrique en cours de développement qui devrait autoriser un débit de l'ordre de 50Mbits/s sur le canal de diffusion. Elle pourra s'appliquer à l'interconnexion d'immeubles ou de boucle de raccordement complémentaire à une infrastructure de type FFTC, ainsi qu'à la télévision haute définition TVHD.
- RADSL (Rate Adaptative DSL) : extension de la variante ADSL, capable d'adapter le débit du modem à des vitesses de replis, lorsque la qualité de transmission de la ligne se détériore. La particularité de cette technique asymétrique est de mettre en œuvre des

mécanismes de replis permettant l'adaptation du débit aux ratés physiques intervenue sur le canal.

III.4.3 Synthèse des technologies xDSL :

Technologie xDSL	Mode de transmission	Débit Mbit/s	Mode de fonctionnement Canal	Codage	Distance/Débit bit/s)	Mode de séparation des canaux
ADSL	Asymétrique	1,5444 à 9 0,016 à 0,640	Descendant Montant	DMT,CAP	5,5 / 1,5 1,8 / 7	FDM,annulation d'écho
HDSL	Symétrique	1,544 2,048	Duplex sur 2 paires Duplex sur 3 paires	CAP,2B1Q	5,5 / 2,048	Annulation d'écho
SDSL	Symétrique	0,128 à 2	Duplex	CAP,2B1Q	3,6 / 2,048	Annulation d'écho
VDSL	Asymétrique	13 à 51 1,544 à 2,3	Descendant Montant	CAP,DMT	1,5 / 3 0,3 / 51	FDM
RADSL	Asymétrique	0,600 à 7 0,128 à 1,024	Descendant Montant	CAP	5,5 / 1,5 1,8 / 7	FDM

- Canal montant ou liaison montante, précise le sens du flux des données, de l'abonné vers le réseau.
- Canal descendant ou liaison descendant du réseau vers l'abonné.

III.4.4 FDM et l'annulation d'écho :

La technologie utilisée au niveau de la séparation des canaux est de type FDM ou annulation d'écho. Pour créer les canaux multiples, les modems ADSL divisent la largeur de la bande disponible d'une ligne téléphonique suivant deux types : Multiplexage à Division de Fréquence (FDM) ou annulation d'écho. FDM assigne une bande pour des données ascendantes et une bande différente pour les données descendantes. La voie d'accès descendante est alors multiplexée temporellement en un ou plusieurs canaux à grande vitesse et un ou plusieurs canaux à vitesse réduite. La voie d'accès ascendante est également multiplexée dans les canaux à vitesse réduite correspondants.

L'annulation d'écho assigne la bande ascendante pour superposer le descendant, et sépare les deux au moyen d'annulation locale d'écho, une technique utilisée dans les modems V.32 et

V.34. Avec l'une ou l'autre technique, ADSL se dédouble autour d'une région de 4 kHz pour des RTC.

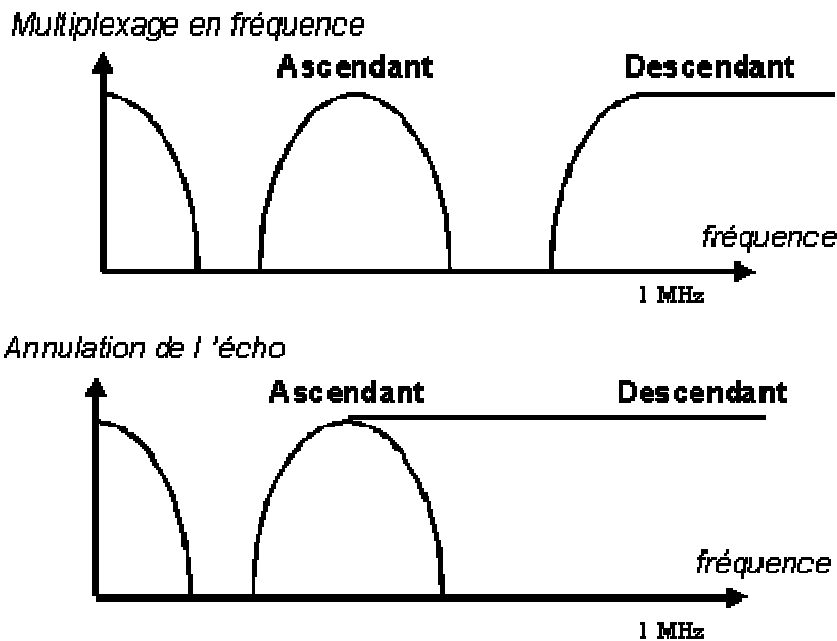


Figure III-4 Multiplexage et annulation d'écho

III.4.5 Codage en ligne et modulation employés dans les technologies xDSL :

III.4.5.1 Code 2B1Q :

Le codage 2B1Q utilisé pour les liaisons HDSL, est le même que le codage retenu pour le RNIS en accès de base. Avec deux bits consécutifs, on forme un symbole dibit. Il faut donc coder quatre symboles débits possibles en bande de base (on parle aussi de "codes en ligne").

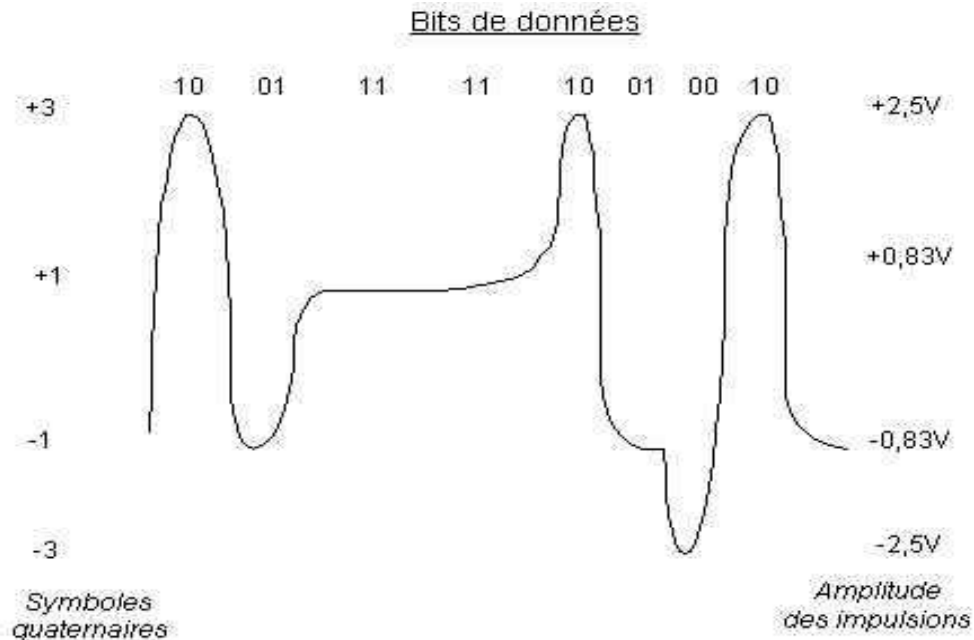


Figure III-5 Le code en ligne 2B1Q

Pour ce faire, on associe chaque dibit à un niveau particulier d'une impulsion pouvant prendre quatre niveaux électriques ; on sort alors de la logique binaire. On transcrit ainsi deux éléments binaires (2B) en un élément quaternaire (1Q) (voir exemple fig. III-5). Le code en ligne 2B1Q fait correspondre à un groupe de deux éléments binaires un créneau de tension, dit symbole quaternaire, pouvant endosser quatre valeurs différentes. Dans l'exemple ci-dessus, la séquence binaire 100111110010010 émise sera codée en ligne sous la forme des symboles quaternaires +3 -1 +1 + 1 +3 -1 -3 + 3 -1.

IV.4.5.2 CAP et DMT :

Certaines technologies xDSL utilisent communément les techniques CAP (Carrierless Amplitude Phase) ou DMT (Discrete MultiTone). Toutes deux utilisent la modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) mais diffèrent dans la manière de l'appliquer.

Modulation QAM

Soit $m(t)$ le signal modulateur en bande de base représentant un signal de type numérique.

Soit une porteuse $x(t) = A \cos (wc t + \varnothing_C)$ (1) où A : amplitude de la porteuse, wc : pulsation de la porteuse, \varnothing_C : phase de la porteuse, correspondant à un signal haute fréquence vis à vis de la fréquence maximale à transmettre dans le spectre du signal numérique en bande de base. Une modulation numérique peut s'effectuer sur les trois paramètres de $x(t)$, une transcription sera faite entre la modulation numérique $m(t)$ et la porteuse $x(t)$. Ainsi la modulation QAM va porter sur un décalage simultané de la phase \varnothing_C et de l'amplitude A . La transmission de la porteuse module numériquement par sauts de phase correspond, dans un même canal, de deux porteuses en quadrature dans le temps (c'est à dire déphasé de $\pi/2$).

D'après (1), $x(t) = A.\cos wct.\cos\varnothing_C - A.\sin wct.\sin\varnothing_C$

En posant $a = \cos\varnothing_C$, $b = \sin\varnothing_C$

Soit $x(t) = a.\cos wct - b.\sin wct$ (2)

Le premier terme de $x(t)$ correspond, dans un plan, à l'axe horizontale gradué en $\cos c$ (noté aussi axe I signifiant en phase) et le deuxième terme à l'axe verticale gradué en $\sin c$ (cet axe est noté Q signifiant en quadrature de phase). Dans la modulation QAM, deux porteuses liées aux I et Q, en quadrature dans le temps, sont modulées avec des coefficients pouvant prendre des valeurs autres que 0 ou ± 1 .

CAP: Carrierless AM/PM (CAP : Carrierless Amplitude and Phase modulation)

Dans la modulation CAP, on génère une onde modulée qui transporte les paramètres amplitude et phase avec des états changeants que l'on sauvegarde en partie avant réassemblage. Cette variante du code en ligne QAM (modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature) est largement mis en oeuvre sur les modems traditionnels et est adaptée aux premiers modems ADSL mis sur le marché, il permet d'offrir trois canaux : un, réservé à la voix (0-4 kHz), deux autres à la transmission asymétriques des données.

Dans ce codage en ligne, la transmission s'effectue en bande de base transposée en fréquence, par le biais d'une modulation d'onde porteuse. Le codage CAP module une seule porteuse qui est supprimée avant la transmission, d'où le qualificatif carrierless, puis reconstruite par le modem récepteur. CAP s'apparente à la technique QAM appliquée sur les modems RTC. A

l'image de ces équipements, ce codage autorise l'affectation d'un symbole à une séquence binaire de forte densité, avec des débits de 1,5 Mbit/s à 6 Mbit/s résultants.

DMT : Discret Multi Tone

Le codage DMT (Discrete Multi Tone) a été normalisé par l'ANSI, il divise chacun des spectres hauts débits en sous canaux (tonalité) espacés de 4,3 kHz. Chaque canal est modulé en phase et en amplitude (QAM) à 256 états (8 bits par moment élémentaire). Chaque canal constitue un symbole DMT. Ce code en ligne affecte donc jusqu'à 8 bits par symbole à une vitesse de modulation de 4 kBd/s. Le sens émission (ou canal ascendant) se voit octroyer vingt canaux, soit un débit total de $20 \times 8\text{bits} \times 4\text{ k symboles}$ égal à 640 kb/s. Le sens réception (ou canal descendant) bénéficie de 256 canaux, soit un débit cumulé de $256 \times 8\text{bits} \times 4\text{ k symboles}$ égal à 8,192 Mbit/s. En fonction des conditions des lignes, certains canaux peuvent être inhibés en fonction de la distance sur une boucle locale traditionnelle d'abonné (paire en cuivre de diamètre 0,4 mm).

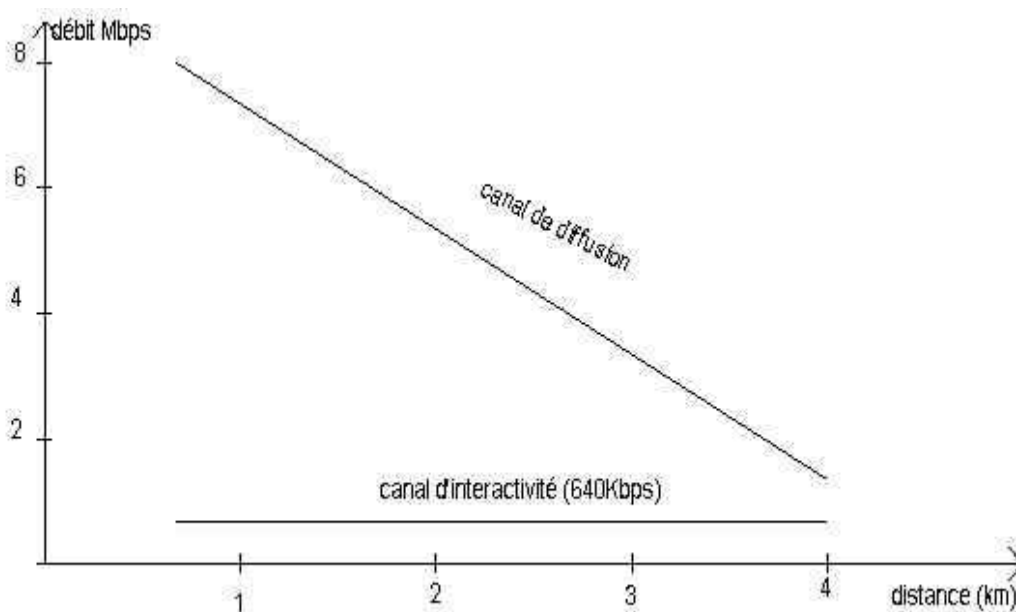


Figure III-6 Indication du débit théorique possible en fonction de la distance sur une boucle locale traditionnelle d'abonné

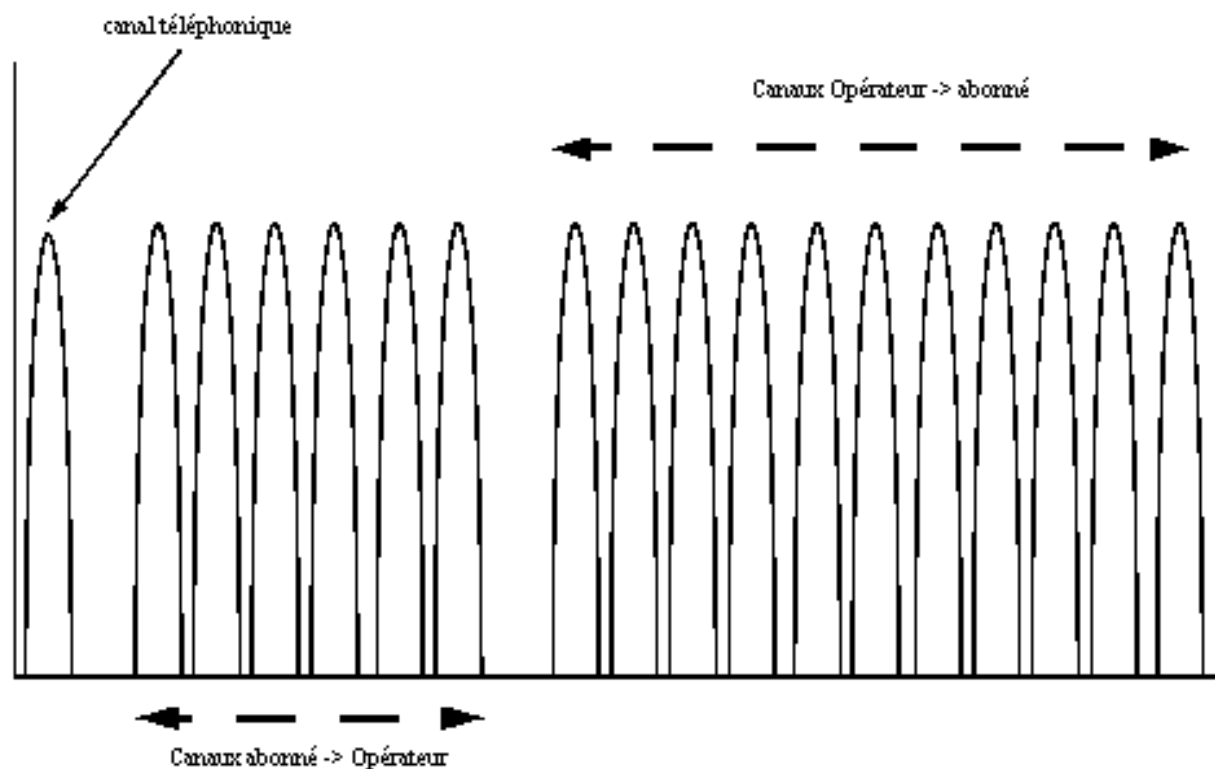


Figure III-7 Codage DMT

La voix est transportée sur les quatre premiers kilohertz, ce qui libère le reste. Cependant l'amplification n'est pas la même pour toutes les fréquences, c'est pourquoi DMT divise en 256 portions les fréquences supérieures jusqu'à 1,1 MHz. Chacune de ces fréquences est une chaîne indépendante qui possède son propre flux, défini par le protocole appelant (ex : ADSL). Les subdivisions n'interfèrent pas avec la zone utilisée par la voix grâce au splitter.

Comparaison CAP & DMT

Ainsi il existe deux approches principales pour la technologie ADSL, ceux qui incorporent la modulation discrète (DMT), et celles qui sont basées sur une technique plus ancienne, modulation d'amplitude/phase (CAP). DMT est un meilleur choix que la CAP en termes de :

Interopérabilité : les constructeurs multiples, y compris tous les constructeurs principaux de circuits intégrés de télécommunication, visent à développer les solutions inter opérables

basées sur la norme DMT. En conséquence, la plupart des constructeurs sur le marché ADSL coopèrent aux questions d'interopérabilité.

Exécution : en dépit de la maturité de CAP, des essais impartiaux, tels que celui récemment conduit par Network Computing, ont prouvé que des modems de DMT pouvait être plus rapide, plus robuste et pouvaient couvrir de plus longues distances. CAP a une exécution plus faible pour des cadences équivalentes et des boucles.

Immunité au bruit : la meilleure technique de transmission est celle qui adapte son signal au canal. DMT surveille facilement le canal et adapte alors sa transmission aux caractéristiques de la ligne téléphonique, et met à jour en permanence ses caractéristiques. Pour chaque ligne, DMT transmet le meilleur signal. Les systèmes de CAP ne peuvent pas modifier l'émission et ainsi il doit essayer de défaire toute l'atténuation. Ceci rend des systèmes de CAP moins tolérants , et donc, moins robustes. Un autre défi que les systèmes de transmissions doivent surmonter est le bruit. Puisqu'un symbole de DMT est beaucoup plus long que celui d'un CAP, un parasite aura moins d'impact, rendant la technique de DMT plus robuste.

DMT a été adopté comme norme par l'American National Standards Institute (norme ANSI), l'institut européen de normes de télécommunications (ETSI) et l'union de télécommunications internationale (ITU). En conséquence, tous les constructeurs dans le marché d'ADSL, développent la technologie de DMT.

DWMT : Le Wavelet Discret Multi Tone

DWMT est en cours de développement pour des produits symétriques à haut débits. Les gains de DWMT sont de 45 dB au-dessous du lobe principal tandis que les gains d'FDM et de DMT sont seulement 13 dB en baisse. Ainsi une puissance de sous-canal de DWMT de 99,997% réside dans le lobe principal tandis que seulement environ 91% de la puissance de FDM et de DMT de sous-canal réside dans le lobe principal.

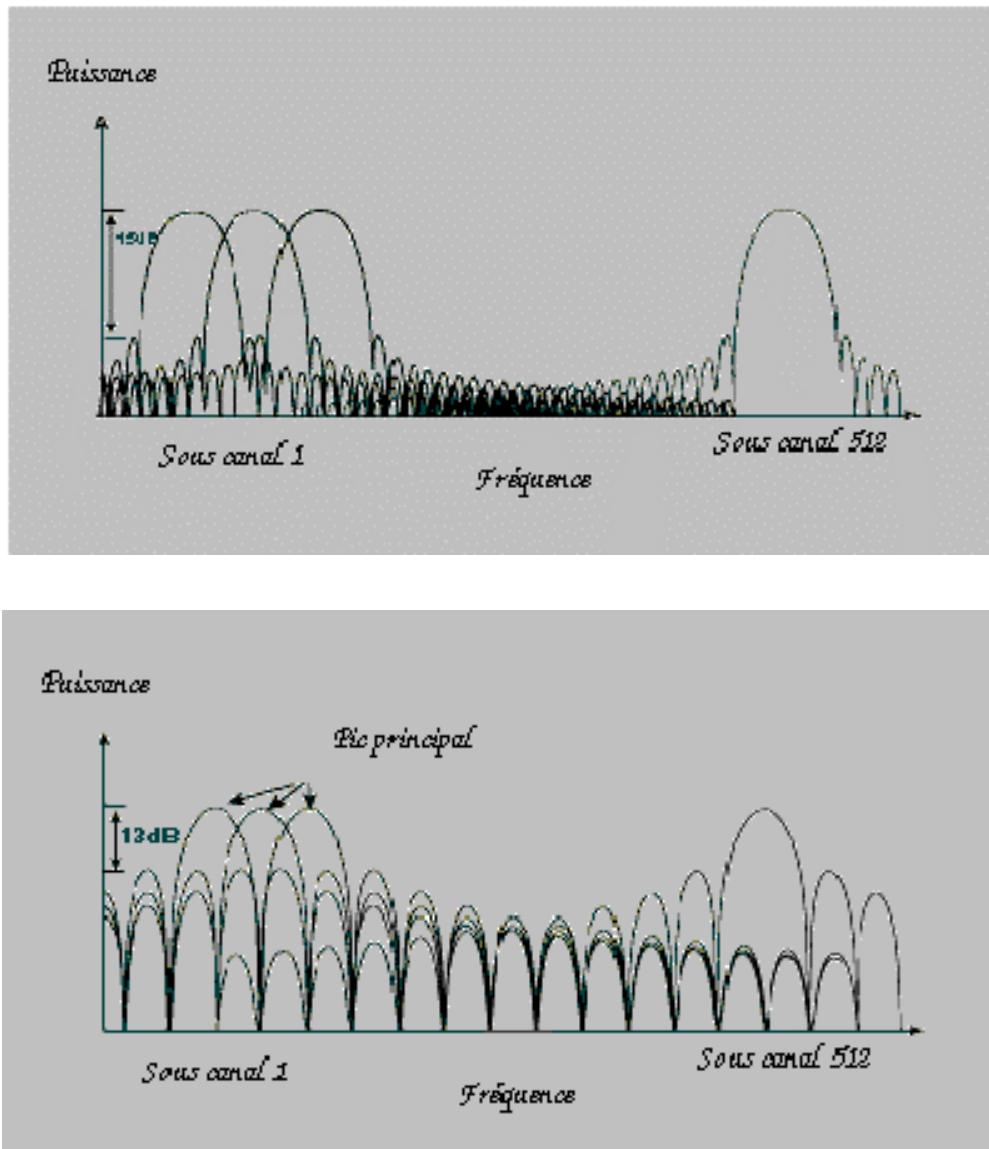


Figure III-8 Codage DWMT

L'isolement spectral supérieur de DWMT fournit les avantages suivants:

- DWMT à moins de temps système de transmission que FDM et DMT. Il n'y a plus de temps détruit entre les symboles ou l'égalisation coûteuse de tranches de temps.
- DWMT peut mettre à jour le débit supérieur dans les environnements de bruit à bande étroite typiques de l'ADSL.

III.5 La technologie ADSL:

III.5.1 Spécificité de la technologie ADSL:

Dans ce chapitre, une présentation exhaustive de la technologie ADSL sera faite dans la mesure où de nombreuses applications ont été développées sur ce segment du marché très concurrentiel. De plus parmi les technologies xDSL, ADSL se prête davantage à la comparaison des modems analogiques classiques dont les derniers en date respectent la norme V.90.

Comme nous l'avons déjà vu, l'ADSL utilise des spectres de fréquences différentes pour séparer le canal de diffusion du canal d'interaction (FDM Frequency Division Multiplexing). Ce procédé, plus simple que les techniques d'annulation d'échos, autorise la préservation du canal téléphonique.

Par exemple, l'utilisation de la boucle locale pour la diffusion d'une image vidéo nécessite la mise en œuvre de techniques spécifiques (DSL). L'architecture d'un tel système dans le cas d'un lien ADSL est représentée par la fig. IV-9.

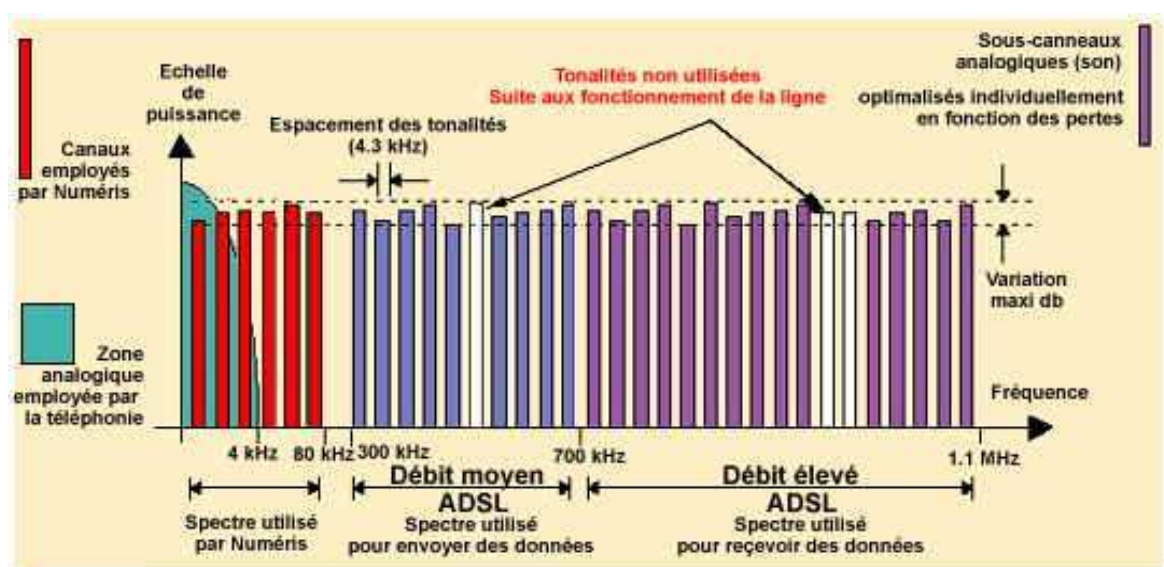


Figure III-9 Spectre de fréquence spécifique à la technologie ADSL

Le spectre de fréquences ADSL héberge trois canaux : un canal de diffusion haut débit dans le sens réseau-abonné pour recevoir des données (débit de plusieurs Mbit/s), un autre canal de diffusion dans le sens abonné-réseau pour émettre, qui ne demande pas un débit important :

par exemple 640 kbit/s pour interagir sur cette diffusion et transmettre des données de la part de l'utilisateur, et un canal réservé à une communication téléphonique classique.

La base du système est constitué d'un multiplexeur d'accès ADSL qui multiplexe les flux voix provenant des réseaux de commutation de circuit et le flux vidéo en provenance du réseau haut débit. Chez l'utilisateur, une terminaison numérique ADSL achemine le flux voix vers le poste téléphonique et le flux vidéo vers le récepteur de télévision

Les modems effectuent un traitement spécifique du signal pour réduire l'influence du bruit et supprimer les échos parasites. Ces techniques permettant d'atteindre un débit de plusieurs Mbits/s sur une distance de quelques kilomètres.

III.5.2 ADSL Lite, une alternative au modem RTC traditionnel :

L'UIT est en voie de normaliser le standard G.992.2 . Sous cette dénomination se cache une version allégée de l'ADSL, surtout destinée aux accès rapides à Internet. Elle fonctionne à des débits inférieurs à ceux de son aîné (lesquels sont toutefois 25 plus élevé que ceux des modems V.90) Cette version allégée est moins complexe à mettre en œuvre, elle ne requiert plus théoriquement la présence d'un filtre prise double (splitter) sur l'arrivée téléphonique de l'abonné. Les modems intégrant cette version allégée pourront par conséquent s'installer comme n'importe quel modem analogique Plug and Play. Les débits de l'ADSL Lite sont sur le canal descendant de 1,5 Mbit/s et de 512 kbit/s sur le canal montant, il ne nécessite pas de splitter du côté de l'abonné.

III.5.3 Comparaison des performances à celles des modems existants (V.90) :

Une comparaison n'est ici pertinente que si l'on s'intéresse à deux produits visant un marché concurrentiel. Les modems développés par la technologie x2 par 3Com, ou K56flex par Rockwell respecte la norme V.90 définie selon l'IUT-T, permettant un transfert de données maximal de 56 kbit/s dans le sens réseau/abonné et moins dans le sens inverse. La technologie ADSL est particulièrement bien adaptée sur ce segment de marché. Les modems ADSL pourront transporter des données de tailles importantes contenant aussi bien de la vidéo , du son etc. De part son asymétrie, cette technologie permet des débits adaptés à la charge de travail demandée, soit un débit de 8Mbit/s dans le sens réseau/abonné et de 640 kbit/s dans le sens inverse. De plus elle dispose d'un canal pour les communications

téléphoniques dans une bande passante de 4kHz tout à fait adaptée à cet usage. Ainsi l'utilisateur peut se connecter à Internet et recevoir un appel sur sa propre ligne téléphonique.

Un modem classique respectant la norme V.90 se trouve donc pénalisé par un débit restreint (au maximum 56 kbit/s et encore si le fournisseur d'accès est doté d'une infrastructure supportant le débit théorique maximal de ces modems) ce qui se traduit par des connexions plus coûteuses aussi bien pour le particulier que pour les PME/PMI, car le coût est proportionnel à la durée de connexion. La qualité de transmission n'est pas aussi confortable que celui-ci des modems ADSL (des composants analogiques équipent encore des modems classiques tandis que l'on vise le tout numérique pour les modems ADSL). Ce dernier met en place des techniques numériques et de correction d'erreurs de plus en plus élaborées permettant des performances optimales avec une qualité bien supérieure. Même si le coût d'un modem ADSL à l'achat reste pour l'instant élevé par rapport à un modem classique, l'infrastructure à mettre en place pour les modems ADSL commence à peine de démarrer en France. Au vu des résultats, il est certain que ces super modems vont diminuer la facture de l'utilisateur et surtout il va permettre un service de bien meilleure qualité. La fabrication de ces supers modems en vue d'une consommation de masse va permettre une diminution du prix de revient unitaire.

Cependant l'ADSL rencontre deux problèmes. D'une part, des perturbations sont engendrées par la ligne de cuivre, d'autre part la vitesse du procédé décroît avec la distance: la vitesse est de 8 Mbit/s sur une ligne de moins de deux kilomètres, elle passe à 1 Mbits/s sur une ligne de cinq à six kilomètres. Les performances des systèmes dépendent du profil et de l'état de la ligne de cuivre. Celle-ci n'étant pas constituée d'un seul câble continu, mais de plusieurs tronçons reliés entre eux, c'est au moment du passage à ce point de jonction que le signal transmis peut se dégrader et réduire la vitesse de transmission. En prime, deux lignes téléphoniques installées trop proches l'une de l'autre ont tendance à se parasiter. Avant de déployer les modems ADSL, les opérateurs doivent donc tester la qualité de leur réseau afin d'évaluer les caractéristiques exactes des lignes d'abonnés et, éventuellement, de corriger les erreurs rencontrées. Reste que tous ces problèmes sont en passe d'être résolus : la quasi-totalité des opérateurs a en effet lancé des expérimentations afin de tester la viabilité économique des services et de résoudre les problèmes techniques qui subsistent.

Les " inconvénients " des modems ADSL, si l'on peut dire, proviennent également des délais nécessaires inhérents à la mise en place d'une nouvelle technologie. Ainsi les modems ADSL

capables de ces prouesses (actuellement produits par Alcatel-Bell , Orckit , Amati , Ericsson , Motorola...) tardent à apparaître dans les rayons des magasins. Le responsable : le prix des équipements. Les deux modems ADSL nécessaires par liaison (un à chaque extrémité) reviennent environ à 12500 FF. Une facture qui handicape le développement de masse.

III.5.4 Les raisons d'investir dans l'ADSL :

L'ADSL fournit un accès très rapide à l'Internet et aux réseaux locaux à distance : 100 fois plus vite qu'un modem 56 kbit/s (à la norme V.90). L'ADSL permet de faire du temps réel, du multimédia interactif et de la diffusion de vidéo de qualité " broadcast " pour des services tels que la vidéoconférence, la diffusion à la volée de clips sonores et vidéo sur Internet, l'accès aux services de vidéo à la demande ou de formation à distance. L'ADSL donne accès simultanément au vocal et aux données, et il n'est plus nécessaire de dédier la ligne de l'abonné à l'un de ces services. Sur les modems classiques, la connexion à Internet privait l'utilisateur de la ligne téléphonique par exemple.

L'ADSL est une liaison privée et sécurisée, l'utilisateur n'étant plus " commuté " pour aller de son installation à son destinataire. Il est également une liaison permanente, " always on line ", qui ne nécessite plus de composer un numéro et d'attendre la connexion.

L'ADSL en un clin d'œil :

Type de spécification	Valeur de la spécification
Débit	" 640 kbit/s de l'abonné vers le réseau " ; 6 à 8Mbit/s du réseau vers l'abonné
Modulation	CAP et DMT (DMT est en passe de s'imposer)
Distance maximale	4 km sur des paires en cuivre de type 24G

ADSL une technologie adaptée au multimédia :

Applications	Débits requis
Accès à distance	14,4 kbit/s à 6Mbps
Internet	500 kbit/s à 1,5 Mbit/s
Vidéoconférence sur PC	128 kbit/s à 1,5 Mbit/s
Vidéo à la demande	3Mbps à 6Mbps
Jeux vidéo interactifs	128 kbit/s à 6 Mbit/s

Comparatif de vitesse de téléchargement par type de technologie :

Type de connexion	Temps de téléchargement
6 Mbit/s ADSL	10 secondes
1,5 Mbit/s	40 secondes
1 Mbit/s câble	1 minute
128 kbit/s RNIS	7 minutes
Modem 56 kbit/s	18 minutes

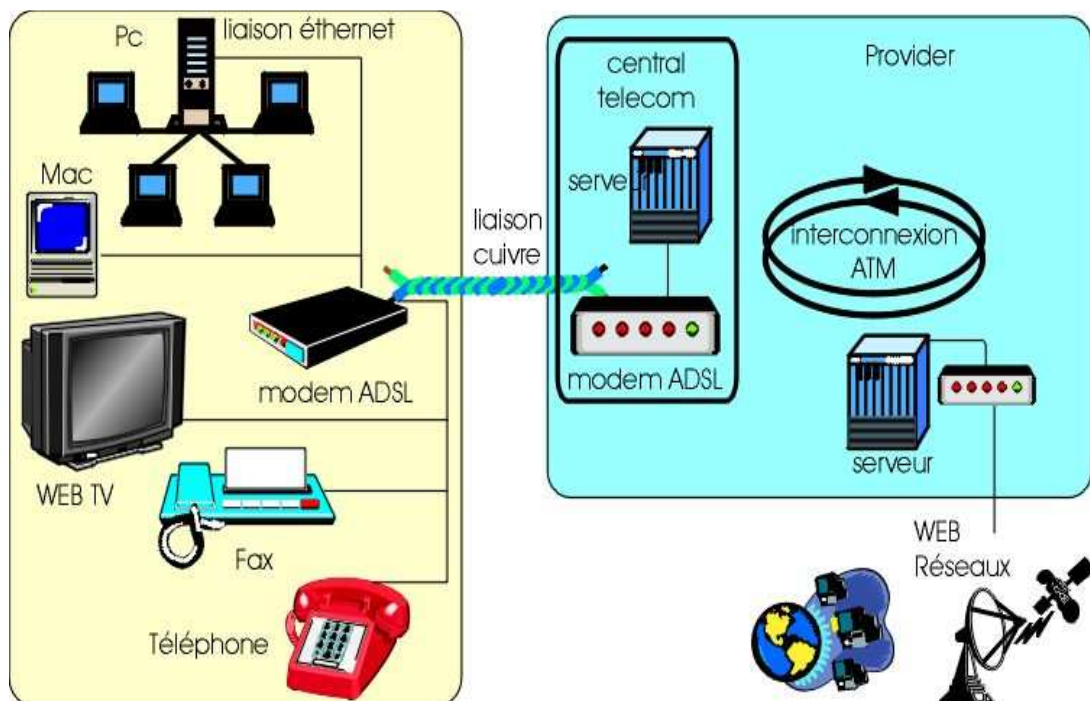


Figure III-10 Présentation d'une structure utilisant l'ADSL

III.6. Intérêt pour l'utilisateur final et exemples d'applications

Les ressources dites multimédias accessibles " en ligne " sur les différents réseaux, et plus particulièrement sur Internet, ne peuvent encore convenir à un usager pour lequel le référent audiovisuel est la télévision. En bref, le multimédia en ligne, cela ressemble plutôt à des images de mauvaise qualité faiblement animées qu'à de la télévision. Il est vrai que toutes ces ressources multimédias sont dévoreuses de mégabits et les réseaux de télécommunication

ne sont pas suffisamment dimensionnés pour les véhiculer, sauf depuis l'avènement de nouvelles technologies dont xDSL fait partie. La problématique du multimédia en ligne est aujourd'hui indissociable du phénomène Internet car ce dernier est en train de phagocyter la plupart des réseaux offrant des ressources ou de les rallier à ses standards. L'une des conséquences est que le réseau des réseaux est en grand danger d'engorgement. Or, analyser ces conditions d'accès impose d'évoquer le problème des ressources et de leur poids respectif en terme de volume d'information. La compréhension de l'enjeu du haut débit passe d'abord par la bonne maîtrise de quelques données clés. Une page d'accueil d'un site Web représente en moyenne 64 kbits, une photo déjà compressée comportant 256 couleurs et occupant la totalité de l'écran représente environ 640 kbits et une seconde de vidéo de qualité télévision numérique comparable aux images (déjà compressée) diffusées par Canal Satellite ou TPS représente 4 Mbits. Il est donc aisé de comprendre, à la lecture de ces quelques chiffres, que les contraintes liées à la diffusion de véritable multimédia en matière de bande passante sont importantes et que la qualité de consultation est intimement liée au débit des artères qui seront utilisées. Or, il n'est pas besoin aujourd'hui de faire le constat de l'insuffisance des débits des accès offerts (RTC et RNIS) aux établissements pour consulter des services réellement multimédias.

Les technologies xDSL répondent parfaitement aux besoins des utilisateurs. Comme on a pu le voir, elles offrent des débits très importants aussi bien ascendants que descendants, ce qui permet le transfert de tout type de données dont la vidéo dévoreuse de mégabits. Elles permettent également, dans le cas de l'ADSL et du VDSL, de conserver un canal de transmission pour le téléphonie analogique. On peut donc téléphoner tout en surfant sur Internet. De plus, les données étant transférées sous forme numérique, les technologies xDSL assure une grande qualité et diversité de services. En outre, ces technologies reposant sur les structures existantes, les lignes téléphoniques, elles permettent un accès aux réseaux pour un coût faible. Ces quatre points (forts débits, conservation du canal téléphonique, qualité des transmissions, faible coût) vont dans l'intérêt de l'utilisateur. xDSL désengorge le réseau Internet et permet à ses usagers d'accéder enfin, de manière réaliste, à de véritables services multimédias et autres, et ceci en quasi temps réel.

De multiples services, de nouvelles applications sont désormais accessibles aux usagers (avant l'utilisation des technologies xDSL, ils étaient souvent difficilement concevables) :

- La vidéo à la demande (VOD) permet d'accéder à tout programme vidéo qui vous intéresse et ceci à n'importe quel moment. La VOD permet par exemple de regarder les extraits d'un film récent, avant de se décider d'aller le voir au cinéma.
- Les technologies xDSL permettent de jouer en réseau, les jeux étant accessibles depuis un serveur.
- xDSL favorise le développement du commerce en ligne. Regarder un spot du lieu de ses prochaines vacances, écouter des extraits de musiques de qualité CD ou regarder des vidéos de qualité MPEG2 permet d'attirer le futur acheteur de le faire décider.
- La vidéo conférence avec une grande qualité d'images, améliore les communications.
- xDSL permet le vrai télétravail. L'employé travaille de chez lui, sur un réseau LAN virtuel avec d'autres télétravailleurs et ceci avec tous les avantages d'un réseau local : accès à un serveur d'applications, partage de fichiers... De plus, xDSL permet d'interconnecter des réseaux LAN entre eux. Des universités, des laboratoires peuvent ainsi relier leurs réseaux LAN locaux entre eux de manière transparente.
- Télé médecine : un service client/serveur permet d'accéder à une base de données sur les patients, les diagnostics, les données graphiques produites par rayons X... Les docteurs peuvent apporter de meilleurs soins à leurs patients en travaillant en collaboration avec d'autres docteurs. Le dossier médical d'un patient peut être transféré à un spécialiste pour consultation. En cas d'urgence, un hôpital peut retrouver l'historique médical du patient.

III.7 Conclusion

Même si la technologie xDSL est souvent une bonne solution à un tarif très intéressant, elle n'offre malheureusement pas toujours une liaison d'une qualité irréprochable. En effet, une ligne en xDSL est par définition constituée d'une ou deux paires de fils de cuivre; elle est donc influencée par des éléments externes et par la longueur et la résistance ohmique de la liaison considérée.

L'avènement de la technologie ADSL a permis d'accélérer l'adoption de ces technologies à un public de masse de plus en plus exigeant au niveau des performances attendues ainsi que de la qualité de service rendue de la part des opérateurs de télécommunication, même si d'autres technologies peuvent à long terme sembler convenir aux réseaux à hauts débits tels que la fibre optique, les liaisons hertziennes à micro-ondes. Il peut sembler évident que par le

nombre d'acteurs majeurs dans l'élaboration des standards, l'investissement considérable engagé dans la recherche des solutions technologiques dans ce domaine montre que ces technologies xDSL représentent une solution viable dans la mesure où elles allient des performances satisfaisantes tout en s'appuyant sur une infrastructure existante.

CHAPITRE IV :
Simulation D'une
Transmission DMT
Sous Matlab

IV.1 Introduction :

Le but de ce chapitre est d'utiliser MATLAB pour simuler la génération et la réception d'un signal DMT dans un canal physique et fournir une description de chacune des étapes dont il sera question. Pour cela, nous utiliserons comme un exemple une des applications de la DMT, le MODEM ADSL.

IV.2 Modem

Le modem est le périphérique utilisé pour transférer des informations entre plusieurs ordinateurs (2 à la base) via les lignes téléphoniques. Les ordinateurs fonctionnent de façon digitale, ils utilisent le langage binaire (une série de zéros et de un), mais les modems sont analogiques. Les signaux digitaux passent d'une valeur à une autre, il n'y a pas de milieu, de moitié, c'est du Tout Ou Rien (un ou zéro). L'analogique par contre n'évolue pas "par pas", il couvre toutes les valeurs. Ainsi il peut prendre toutes les valeurs intermédiaires (0,0.1, 0.2, 0.3....1.0) par exemple.

Le modem convertit en analogique l'information binaire provenant de l'ordinateur. Il envoie ensuite ce nouveau code dans la ligne téléphonique. On peut entendre des bruits bizarres sous forme de crépitements si l'on augmente le volume du son provenant du modem.

Ainsi, le modem module les informations numériques, en sens inverse il démodule les données analogiques.

C'est pourquoi le MODEM est l'acronyme de Modulateur /Démodulateur.

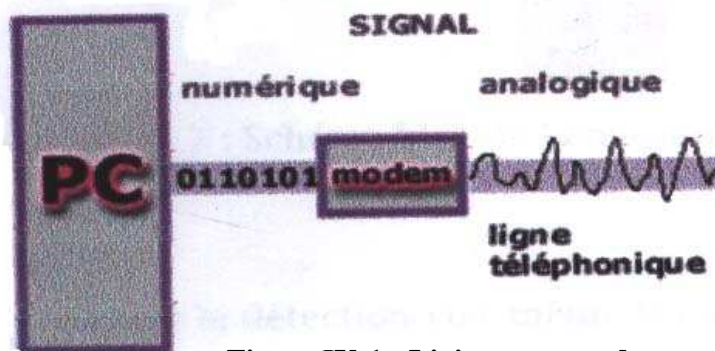


Figure IV-1 : Liaison par modem

Chaque Modem porte des normes qui lui sont propre, qui portent sur les méthodes de multiplexage, la modulation utilisée et la méthode de codage de l'information.

IV.3 Structure bloc du Modem ADSL

Le modem ADSL se compose de deux parties, la partie émission et la partie réception.

IV.3.1 Emission

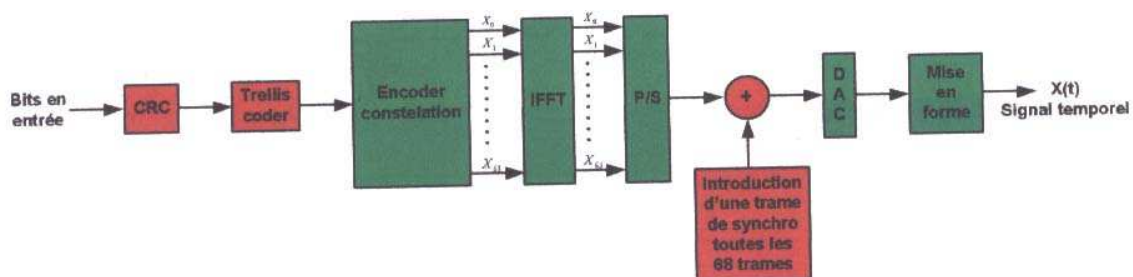


Figure IV-2 : Schéma bloc de l'émission

- **CRC et Trellis codeur** : Ces parties permettent la détection voir même la correction d'erreur de transmission. La partie CRC ajoute de la redondance à l'information. Les codes CRC sont des codes cycliques très utilisés dans le monde des télécommunications.
- **Encodeur constellation** : Ce bloc a pour but de coder le message binaire à transmettre dans les différents subcanaux. Nous avons vu plus haut que le message était envoyé par trame. Afin d'émettre de nouvelles trames, ce bloc a évidemment besoin de connaître la période des trames (période d'une trame = $246\mu s$), ainsi que le nombre de bits que code chaque subchannel.

Lors de l'émission d'une trame, l'encodeur prend une tranche du message à émettre, de longueur égale a la somme de bits que peut coder l'ensemble des subcanaux , et le code sur un subchannel, en fonction de sa capacité de codage.

En résumé, ce bloc code une partie de l'information sur un ensemble de nombres complexes. Ces derniers restent fixes pendant la période d'une trame. Après cela une

nouvelle partie de l'information sera codée à son tour sur cet ensemble de nombres, et ainsi de suite...

- **IFFT** : C'est le module de la transformée de fourrier rapide inverse. Cette fonction permet de calculer les échantillons de la trame a transmettre. Nous avons déjà souligné qu'une trame comportait un nombre d'échantillons égal a deux fois le nombre de subchannel. Donc une trame upstream comporte 64 échantillons (donc 64 échantillons en 246µs).
- **P/S** : L'IFFT retourne directement la valeur des échantillons de la trame, cependant il existe un léger problème. La IFFT retourne tous les échantillons en parallèle, il faut donc les placer en série afin de trouver un signal temporel (connaissant le nombre d'échantillons et le temps d'une trame, il est alors évident de calculer la durée qu'il faut mettre entre chaque échantillon).
- **Synchronisation**

Pour assurer une bonne synchronisation des trames, une trame connue de synchronisation est insérée toutes les 69ièmes trames, de sorte a garantir la cadence.

- **DAC**

Nos signaux étant numériques et le canal analogique, il est obligatoire de transformer tous les signaux numériques en des signaux analogiques avant de les transmettre sur le canal. Ce bloc transforme le signal numérique en un signal carré.

- **Mise en forme**

Vu le spectre infini que présentent les signaux carrés ainsi que la bande passante limitée offerte par les médias (supports), il est impératif d'introduire une mise en forme afin de limiter la bande passante des signaux à émettre.

Plus simplement, le filtre de mise en forme adapte les signaux au canal.

IV.3.2 Réception

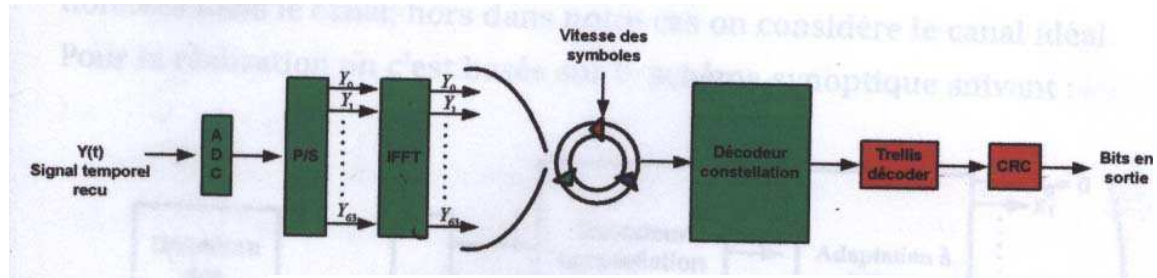


Figure IV-3 : Schéma bloc de la réception

Etant donné que beaucoup de blocs réalisent exactement la fonction inverse des blocs de la partie émission, nous détaillerons uniquement la partie décodeur constellation.

Décodeur constellation

Comme chaque coefficient retourné par la FFT, code une tranche du message émis, il suffit de décoder ces coefficients les un après les autres, selon la constellation adéquate (nombre d'état de la constellation est égal à 2^d , d étant le nombre de bits que code le subchannel). Afin de fournir le signal numérique émis.

IV.4 Simulation du Modem

Dans cette partie on réalisera une simulation d'un modem sous MATLAB, en se basant sur les blocs illustrés au paravent, mais en éliminant certains blocs, c'est les blocs qui ont pour rôle la bonne transmission des données dans le canal : hors dans notre cas on considère le canal idéal.

Pour la réalisation on c'est basés sur le schéma synoptique suivant :

Le schéma synoptique de la transmission ADSL est montré dans la figure suivante

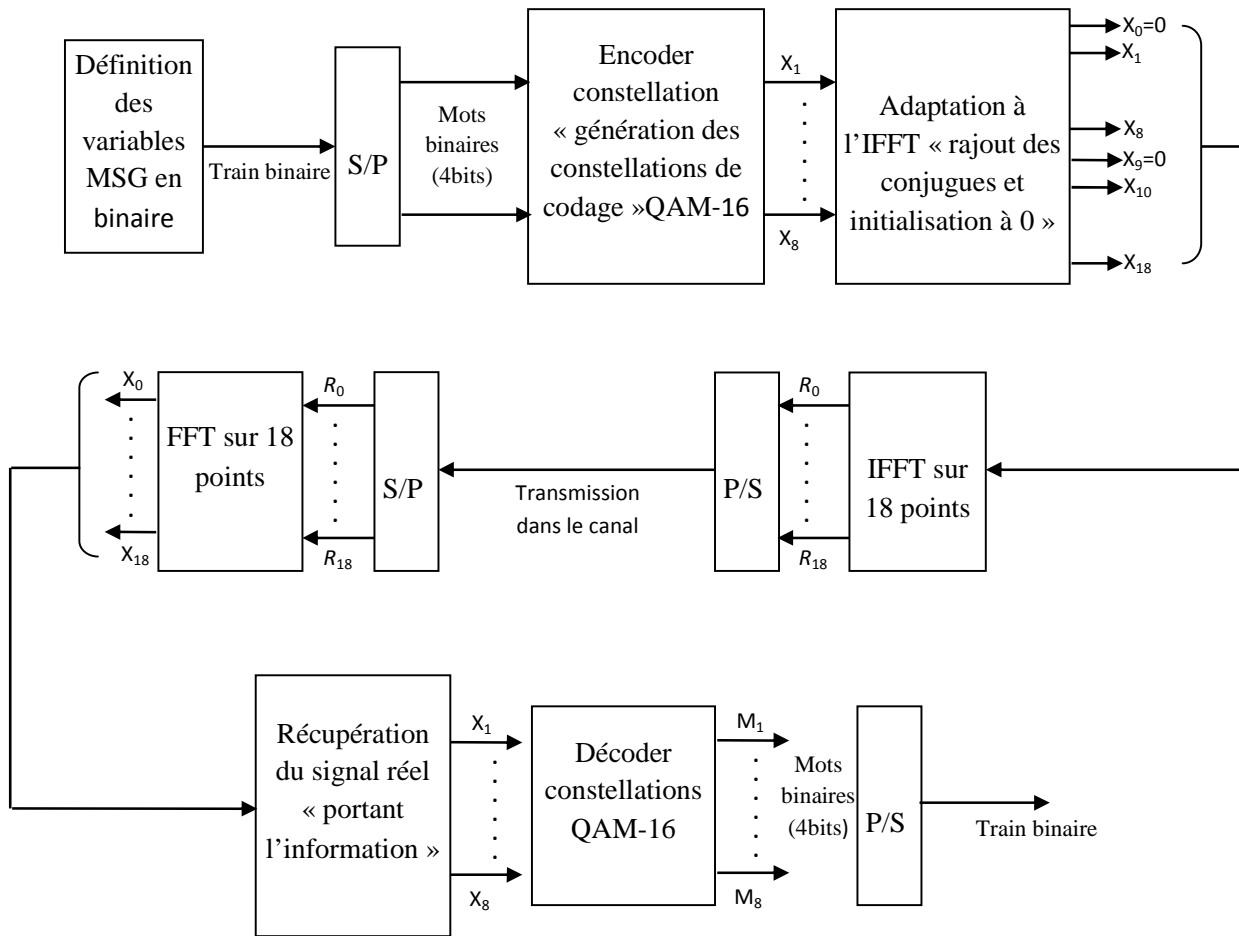


Figure IV-4 : Schéma synoptique de la transmission

IV.5 Détail des états de la simulation des blocs

IV.5.1 Modulation

Définition des variables << message en binaire >>

On entame la simulation en générant les valeurs binaires.

Notre signal dans cette application est une chaîne de caractère (texte)

On transforme cette chaîne en un train binaire, chaque caractère sera codé sur 8bits (ASCII)

On obtiendra un train binaire qui comporte 800 bits, chaque bit à une valeur décimale et non un caractère.

Encodeur constellation <<Mapping QAM16>>

On se fabrique un tableau pour les 16 symboles possible, toute en suivant la règle de modulation QAM-M qui est expliquée au par avant. Le tableau se constitue de valeurs complexes. L'ordre particulier des nombres complexes vient d'un choix de codage de Gray et va s'expliquer par la manière d'adresser cette table.

Symboles	X_n
0000	$0,5+0,5i$
0001	$1+0,5i$
0010	$0,5+1i$
0011	$1+1i$
0100	$-0,5+0,5i$
0101	$-1+0,5i$
0110	$-0,5+1i$
0111	$-1+1i$
1000	$0,5-0,5i$
1001	$1-0,5i$
1010	$0,5-1i$
1011	$1-1i$
1100	$-0,5-0,5i$
1101	$-1-0,5i$
1110	$-0,5-1i$
1111	$-1-1i$

Pour effectuer la modulation QAM-16, sur le train binaire obtenue ; l'opération à réaliser est donc le "mapping" des bits sur les symboles, c'est-à-dire découpé le train binaire en symbole de 4 bits, associe à chaque symbole un nombre complexe qui correspond à cette position. On obtiendra 200 nombres complexes.

Modulateur DMT :

On implémente sous MATLAB un modulateur DMT à 8 canaux. Alors on applique une IFFT mais lors de cette opération, on prend bien soin à ce que la IFFT créée soit bien celle d'un signal réel. Pour cela on crée les coefficients de la IFFT en modifiant les vecteurs (de 8 valeurs complexes) issus de QAM, on initialise les vecteurs à 0 et on ajoute le conjugué de l'inverse de ces valeurs, on obtient alors un vecteur colonne de 18 valeurs défini comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{ll} X_0 = 0 & n = 0 \\ X_n = a_n + jb_n & 1 \leq n \leq 8 \\ X_n = 0 & n = 9 \\ X_n = X_{(N-n)}^* & 10 \leq n \leq 17 \end{array} \right.$$

Ce qui implique que l'IFFT va se porter sur 18 points. Ces opérations sont répétées en boucle, de façon à constituer un signal Y_K par paquets de 18 points .

IV.5.2 Démodulation

C'est l'opération inverse de la modulation.

Démodulateur DMT

En supposant que le démodulateur reçoit bien $y(t)$. On applique la FFT à chaque paquet de 8 valeurs (une FFT sur 8 points), et on obtient les 8 valeurs complexes $X_n = a_n + jb_n$ correspondantes.

Décodage QAM

Pour cette partie, on associe chaque nombre complexe au symbole qui lui correspond, cela en positionnant ces derniers dans le tableau de comparaison, créé dans la partie modulation ; on récupère les symboles binaires sous forme de paquet de 4 bits.

En positionnant ces paquets successivement (par ordre d'émission) on récupère notre train binaire émis.

Afin de vérifier le résultat on compare avec le train binaire émis, pour simplifier on fait la soustraction entre le train binaire reçus et le train binaire émis on obtient une chaîne de 0 (800 Zéros) ce qui veut dire qu'on a reconstruit notre signal.

IV.6 Programme d'émission/réception d'un signal DMT sous Matlab

```
clear all
clc

%Définition des variables MSG en binaire
format short;
chaîne_emise_char='projet de fin detude pour theme la simulation dune chaine de
communication numerique MAQ sous matlab';
%chaîne_emise_char='projet de fin detude';
chaîne_emise_dec=double(chaîne_emise_char);
chaîne_emise_bin=dec2bin(chaîne_emise_dec,8);
bits_emis_char=reshape(chaîne_emise_bin,1,length(chaîne_emise_bin)*8);
bits_emis_bin=str2num(bits_emis_char)'

%Définition de la table de GRAY

M = [0 0 0 0 0.5+1j*0.5;
      0 0 0 1 1.0+1j*0.5;
      0 0 1 0 0.5+1j*1.0;
      0 0 1 1 1.0+1j*1.0;
      0 1 0 0 -0.5+1j*0.5;
      0 1 0 1 -1.0+1j*0.5;
      0 1 1 0 -0.5+1j*1.0;
      0 1 1 1 -1.0+1j*1.0;
      1 0 0 0 0.5-1j*0.5;
```

```

1 0 0 1  1.0-1j*0.5;
1 0 1 0  0.5-1j*1.0;
1 0 1 1  1.0-1j*1.0;
1 1 0 0  -0.5-1j*1.0;
1 1 0 1  -1.0-1j*0.5;
1 1 1 0  -0.5-1j*1.0;
1 1 1 1  -1.0-1j*1.0];

```

```
%Constellation MAQ-16
```

```
n = length(bits_emis_bin);
```

```
B = reshape(bits_emis_bin,n/4,4);
```

```
for k=1:n/4
```

```
  for p=1:16
```

```
    V = sum(B(k,:)==M(p,1:4));
```

```
    if sum(V)==4
```

```
      T(k,:) = [B(k,:) M(p,end)];
```

```
      break
```

```
    end
```

```
  end
```

```
end
```

```
%Adaptation a l'IFFT
```

```
n_T = length(T);
```

```
T8 = reshape(T(:,end),8,n_T/8);
```

```
[n_T8,m_T8] = size(T8);
```

```
for k = 1:m_T8
    X(:,k)= [0;T8(:,k);0;conj(flipud(T8(:,k)))];
End
```

```
%IFFT de taille 18 points
```

```
X_ifft = ifft(X);
```

```
% P--> S
```

```
X_s = X_ifft';
```

```
% S ---> S
```

```
X_p = X_s';
```

```
%FFT de taille 18 points
```

```
X_fft = fft(X_p);
```

```
%Récupération du signal utile
```

```
X_m = X_fft(2:9,:);
```

```
%Decoder constellation MAQ-16
```

```
X_final = [];
```

```
for k = 1:25
    k;
    for p = 1:8
        p;
```

```
for l=1:16
    l;
    if abs(X_m(p,k)-M(1,5))<0.0001
        v =[M(1,1:4)];
        X_f(p,:)=v;
    end
end

end

end
X_final= [X_final; X_f];
end

X_final=X_final(:)';

%Verification du resultat

k = find(bits_emis_bin-X_final~=0)

length(k)
```

IV.7 Simulation de l'architecture DMT sous Matlab Simulink

Dans le modèle ADSL proposé par Matlab, une source dite de Bernoulli génère aléatoirement 1552 bits à une fréquence de 4kHz. Ces bits sont d'emblée scindés en deux paquets de 776 bits chacun. Chacun de ces paquets suit un chemin parallèle. Les premiers 776 bits constituent le tampon de données rapides et les 776 derniers bits le tampon de données entrelacées. Nous verrons qu'une trame ADSL est toujours constituée d'une partie de données rapide et d'une partie de données entrelacées.

La première opération sur le tampon (qu'il soit rapide ou entrelacé) est l'ajout d'un CRC de 8 bits. Il y a ensuite brouillage du tampon par le scrambleur qui travaille sur des entiers puis un codage convolutif grâce au Codage Reed-Solomon. Une dernière opération seulement appliquée aux données entrelacées (de ce fait d'ailleurs) est l'entrelacement (interleaving) qui permet d'augmenter la résistance des trames contre des erreurs en rafale.

Les données rapides sont modulées et transmises sur les porteuses basses-fréquences tandis que les données entrelacées sont transmises sur les porteuses hautes-fréquences, suivant la table d'allocation des bits (b dans Matlab).

A la sortie du canal, les opérations inverses se chargent de restaurer la trame dans son état initial. Des particularités se présentent au niveau du canal.

IV.7.1 Analyse et compréhension du fonctionnement du modem ADSL

IV7.1.1 Codage/Décodage

a- Contrôle de redondance cyclique (CRC)

Principe de fonctionnement

Deux contrôles de redondance cycliques sont générés pour chaque tampon de données (rapides et entrelacées). Huit bits seront alloués aux bits de contrôle CRC pour chaque type de tampon. Ces bits sont obtenus à partir des k bits du message en entrée au moyen de la formule suivante :

$$\text{crc}(D) = M(D) D^8 \text{ modulo } G(D)$$

Ceci signifie que le contrôle CRC est obtenu par division du polynôme $M(D) D^8$ par $G(D)$ où $M(D)$ est le polynôme du message initial et $G(D)$ le polynôme générateur. Ces bits sont ajoutés en fin de trame : c'est un codage systématique. En réception, le syndrome detector permet de détecter si des erreurs sont apparues à la suite de la transmission dans la limite de sa capacité de détection (Il ne connaît ni leur nombre ni leur place). Aucune correction n'est effectuée par le syndrome detector.

b-Embrouilleur (Scrambler)

Principe de fonctionnement

Les données des tampons rapides et entrelacées seront embrouillées (séparément) en utilisant l'algorithme suivant : **$D'n = dn + d'n-18 d' n-23$**

Avec d_n la sortie de rang n du tampon (soit l'entrée du scrambler) et d'_n la sortie de rang n du scrambler correspondant. Cette utilisation de registres à décalage définis par un polynôme permet de briser les longues suites de bits identiques à l'origine de problèmes de synchronisation.

c- Codage RS (Reed-Solomon)

Principe de fonctionnement

Il s'agit d'un contrôle redondant sur des octets. Un nombre R d'octets de contrôle est ajouté aux K octets de message initial (en entrée) pour constituer un code Reed-Solomon d'une taille de $N = K + R$ octets. Les octets de contrôle sont calculés à partir des octets de message suivant l'algorithme suivant :

$$C(D) = M(D) D^R \text{ modulo } G(D)$$

Le polynôme $C(D)$ est le reste de la division $M(D) D^R$ par $G(D)$ où $M(D)$ est le polynôme du message initial et $G(D)$ le polynôme générateur du code Reed-Solomon.

Le nombre R d'octets de contrôle est calculé sous Matlab d'après la fonction `rspoly` qui retourne un polynôme correcteur.

d-Entrelacement (Interleaver)

Principe de fonctionnement

Les mots de code Reed-Solomon dans le tampon entrelacé (seulement) sont entrelacés par convolution. Le but est d'entrelacer les trames pour pouvoir permettre d'améliorer ensuite la correction d'erreurs. En effet, les trames peuvent arriver remplis d'erreur et il est préférable d'avoir une erreur par trame pour mieux la corriger. Il convient alors de mélanger les trames pour répartir les erreurs.

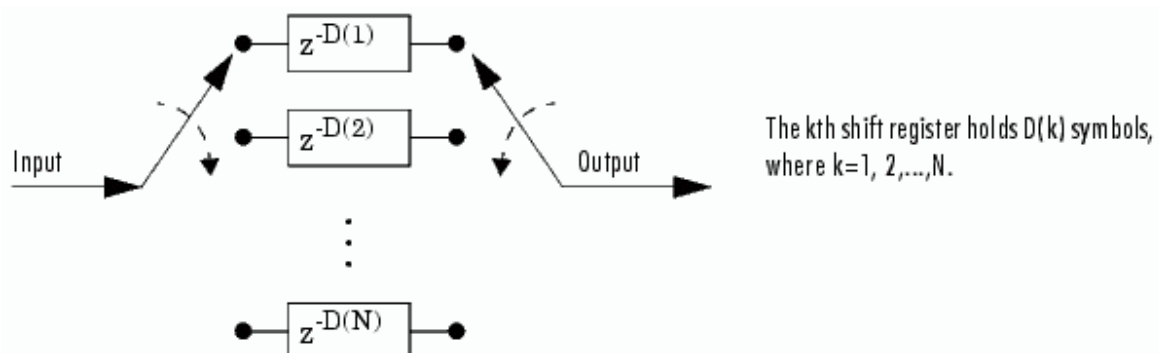


Figure IV-5 : Entrelacement (Interleaver)

IV.7.1.2 Modulation/Démodulation

a-Modulateur

Les 1680 valeurs binaires de la trame arrivant sont réparties dans les 256 modulateurs QAM suivant les coefficients du vecteur b . Ceci n'est pas fait directement : le démultiplexeur se charge de répartir ces valeurs dans 16 premiers blocs.

b représente la table d'allocation des bits (un vecteur colonne de dimension 256).

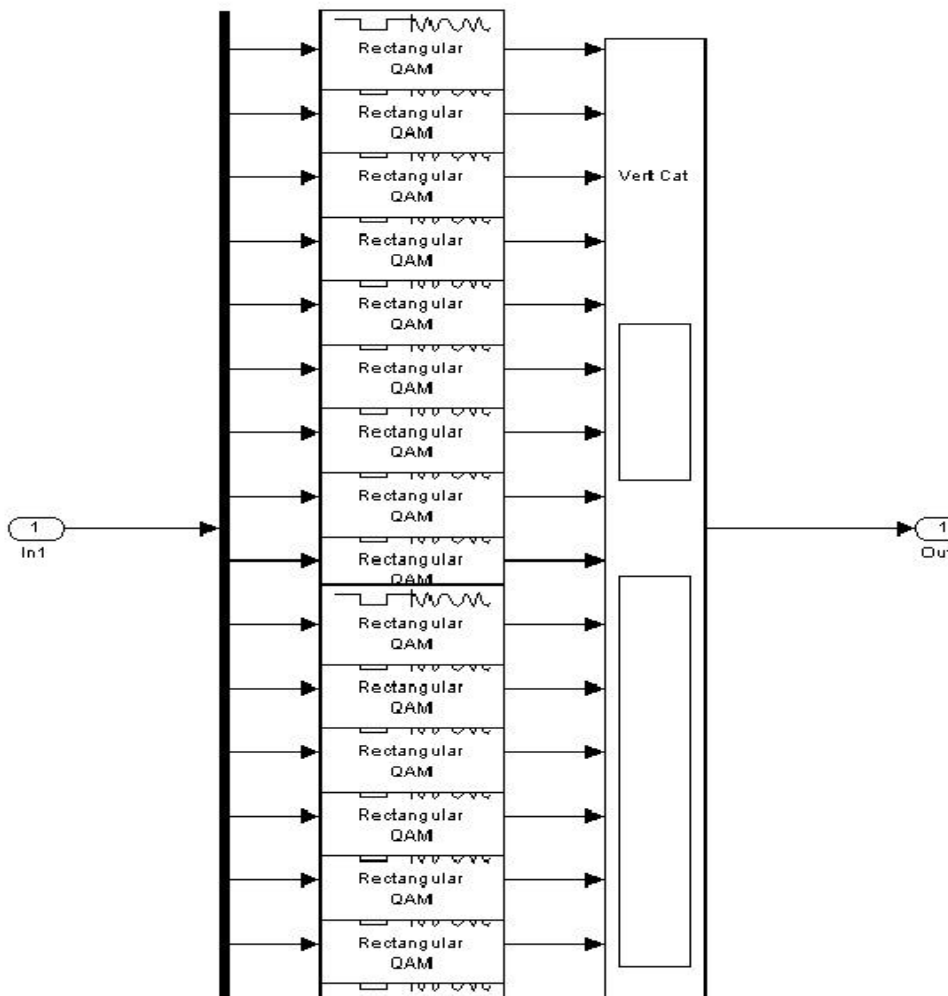


Figure IV-6 : Modulateur DMT

Ces valeurs sont concaténées par *VertCat* dans un vecteur colonne a de taille 256. Une fois sorti des blocs QAM, le signal modulé en fréquence doit transiter sur le canal. Il faut alors envoyer un signal temporel réel.

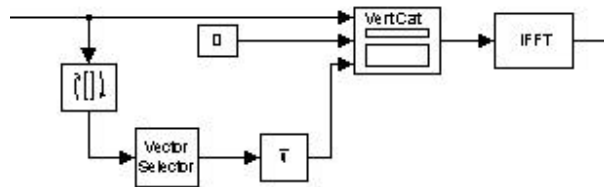


Figure IV-7 : Adaptateur à l'IFFT

Pour obtenir un signal réel d'une IFFT, le spectre fréquentiel doit être symétrique conjugué. Le but de ce bloc est de transformer le spectre ainsi. Ainsi, on concatène les trois vecteurs suivants : le vecteur d'origine a de valeurs $a(1)...a(256)$, un vecteur $[0]$ et le vecteur c de valeurs $a(256)*...a(2)*$. En effet, pour construire ce vecteur c , on inverse le vecteur a (on a ainsi la partie symétrique de a). On enlève la valeur centrale $a(1)$ qui sera remplacé par 0. On prend enfin le conjugué de ce vecteur et on procède à la concaténation. On a bien alors un module pair et une phase impaire.

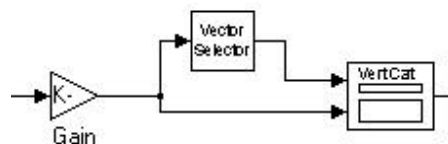


Figure IV-8 amplification du signal

Une fois le signal temporel obtenu, on l'amplifie par une valeur proportionnelle à la dimension du vecteur concaténé obtenu pour compenser l'effet de la modulation. On sélectionne les 101 derniers bits du signal pour les réinjecter à la fin de ce signal. Le but est de se protéger contre les phénomènes de dispersion.

b-Démodulateur

A la réception du signal, la première opération effectuée est la suppression des 101 bits de bourrage. Elle est nécessaire car elle évite la redondance et le débordement de données sur les autres trames arrivant. On repasse ensuite en fréquentiel avec le bloc FFT.

L'important est de retrouver le signal tel qu'on l'a émis. Il convient alors d'annuler le gain

Introduit en affectant une atténuation inversement proportionnelle. On retrouve alors le signal avec la même amplitude qu'à l'émission.

Il faut également retirer l'influence qu'a eu le canal sur le signal envoyé. L'opération $1/H$ correspond à l'égalisation de canal, H étant la réponse fréquentielle du canal.

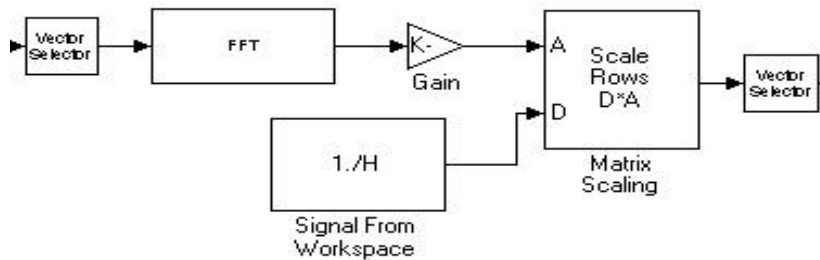


Figure IV-9 Egalisateur de canal

Le spectre obtenu étant symétrique conjugué, on sélectionne uniquement les 256 premières valeurs du signal et on retrouve le signal à la sortie de QAM (en émission).

La démodulation se charge ensuite d'effectuer les opérations inverses. On obtient alors un signal réel qui est ensuite converti en trames avant d'arriver dans la partie décodage.



Figure IV-10 Convertisseur en trames

IV.7.1.3 Canal de transmission

Le canal a été modélisé par un filtre FIR dont les coefficients (du numérateur donc) correspondent aux composantes du vecteur b . A été rajouté un gain dans ce canal et également un bruit gaussien blanc qui perturbe toute la ligne. Ce canal a une réponse fréquentielle H .

On a essayé de comprendre et visualiser l'influence d'une modulation QAM. Le test implante un seul bloc de modulation et un seul bloc de démodulation :

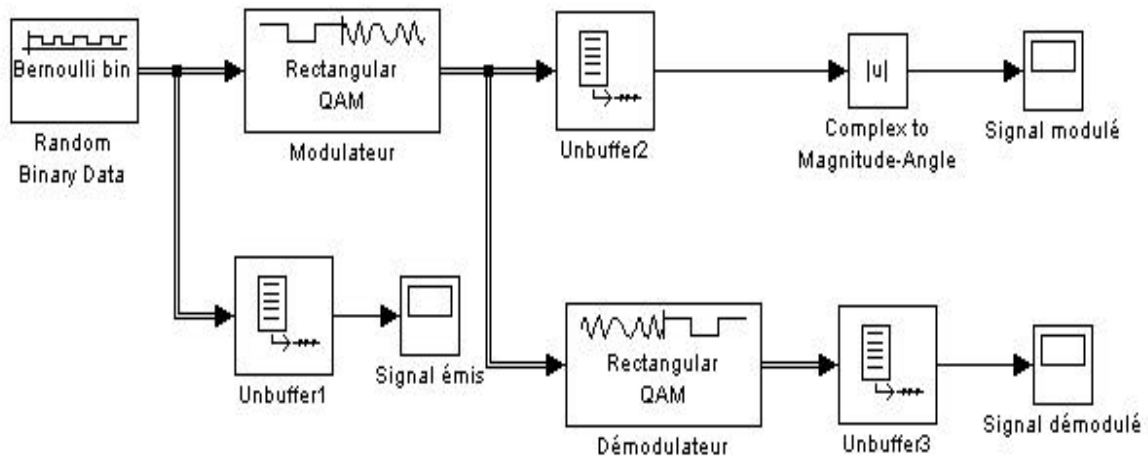


Figure IV-11 Chaîne de transmission élémentaire

On paramètre la source de Bernoulli à une fréquence d'échantillonnage de $\frac{1}{4}$ et on envoie des trames de 4 bits. Le modulateur QAM est un 16-ary soit 16 points de constellation.

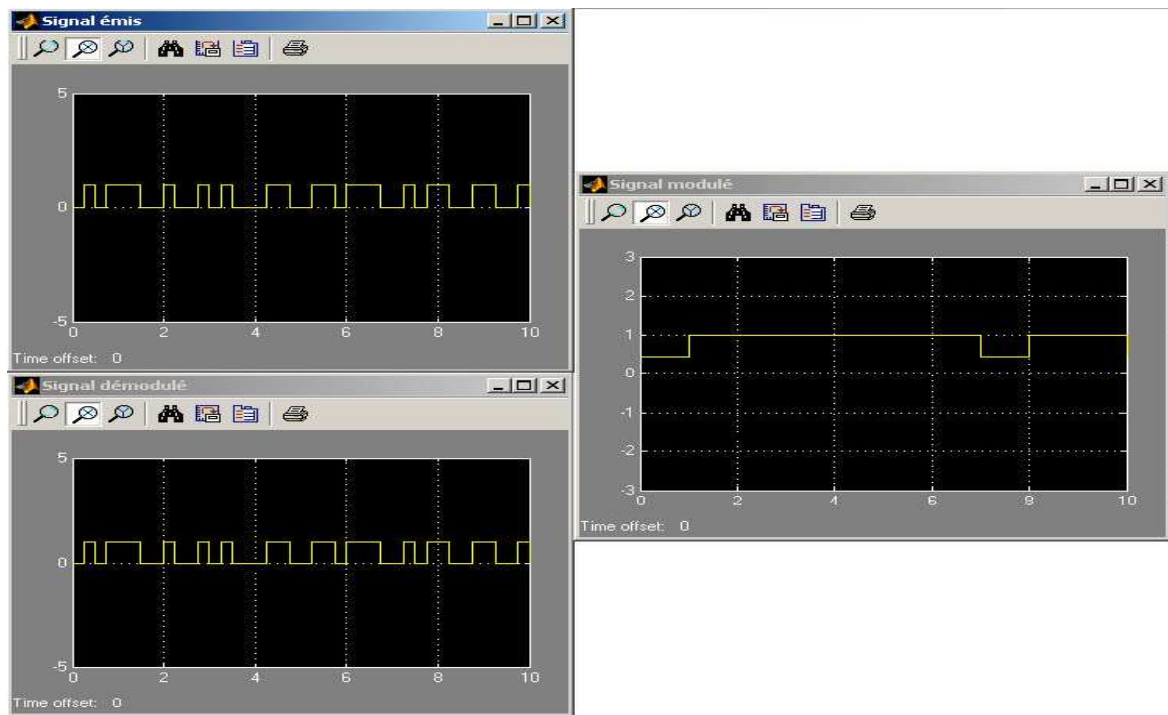


Figure IV-12 : Signal modulé MAQ

On constate que le signal démodulé correspond bien au signal modulé et que le signal modulé est bien modulé selon une QAM.

Nous avons remodeliser un modulateur plus petit sur seulement 4 canaux pour étudier son fonctionnement

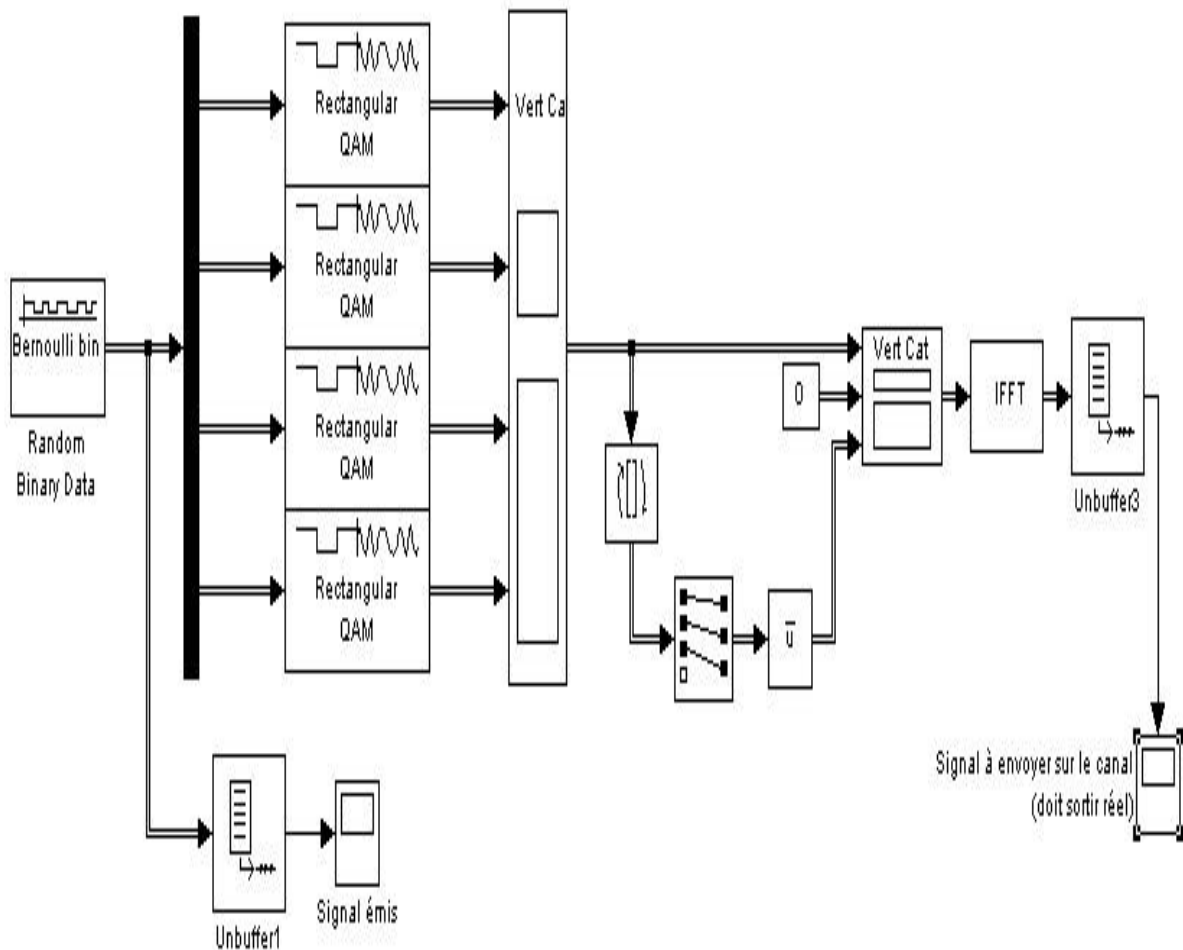


Figure IV-13 : Modulateur QAM sur 4 canaux

Le signal généré par la source de Bernoulli est échantillonné à la fréquence $\frac{1}{4}$ et la trame à une taille de 4 bits. On configure la sortie du démultiplexeur en la positionnant à 4. Ensuite, chaque portion de signal est envoyée vers le modulateur qui procède à la modulation de 1 bit par trame dans notre cas soit 2. Ici donc, on a une répartition égale des bits (1 par canal). On rend ensuite le signal symétrique conjugué et on vérifie qu'il est bien réel après la FFT.

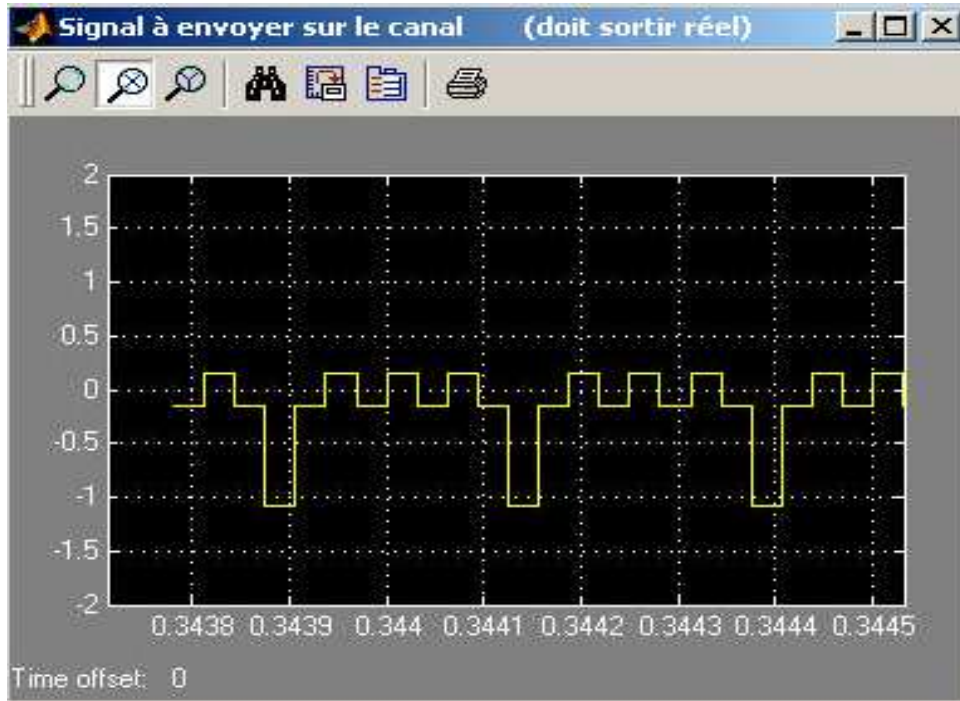


Figure IV-14 : Signal a la sortie de la FFT

Le test est concluant : on obtient bien un signal réel.

Finalement on fait la simulation dans le modem ADSL proposé par MATLAB SIMULINK. Le but de cette partie est de mettre en œuvre la chaîne de transmission DMT. Nous pourrions ainsi par cette simulation approcher de manière plus fidele la transmission du modem ADSL décrit par le synoptique de la figure IV.17 par l'ajout de l'ensemble des étapes concernant le codage de canal, l'adaptation au canal de transmission et enfin la modélisation du canal de transmission .Pour des raisons évidentes, les opérations inverses sont faites a la réception.

Nous avons ci-dessous les figures 15 et 16 représentent les structure des modulateur et démodulateur DMT de MATLAB

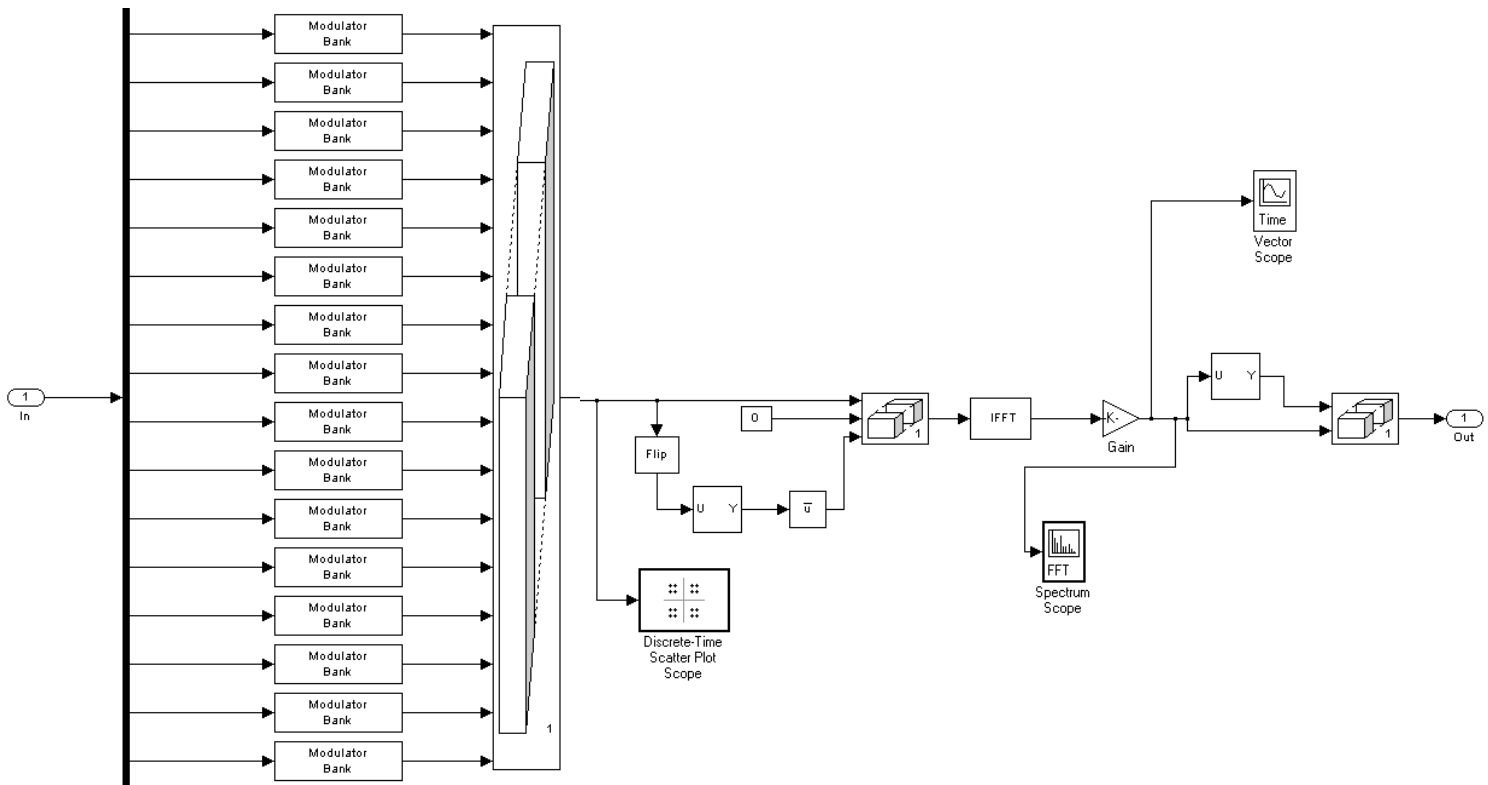


Figure IV-15 Modulateur DMT

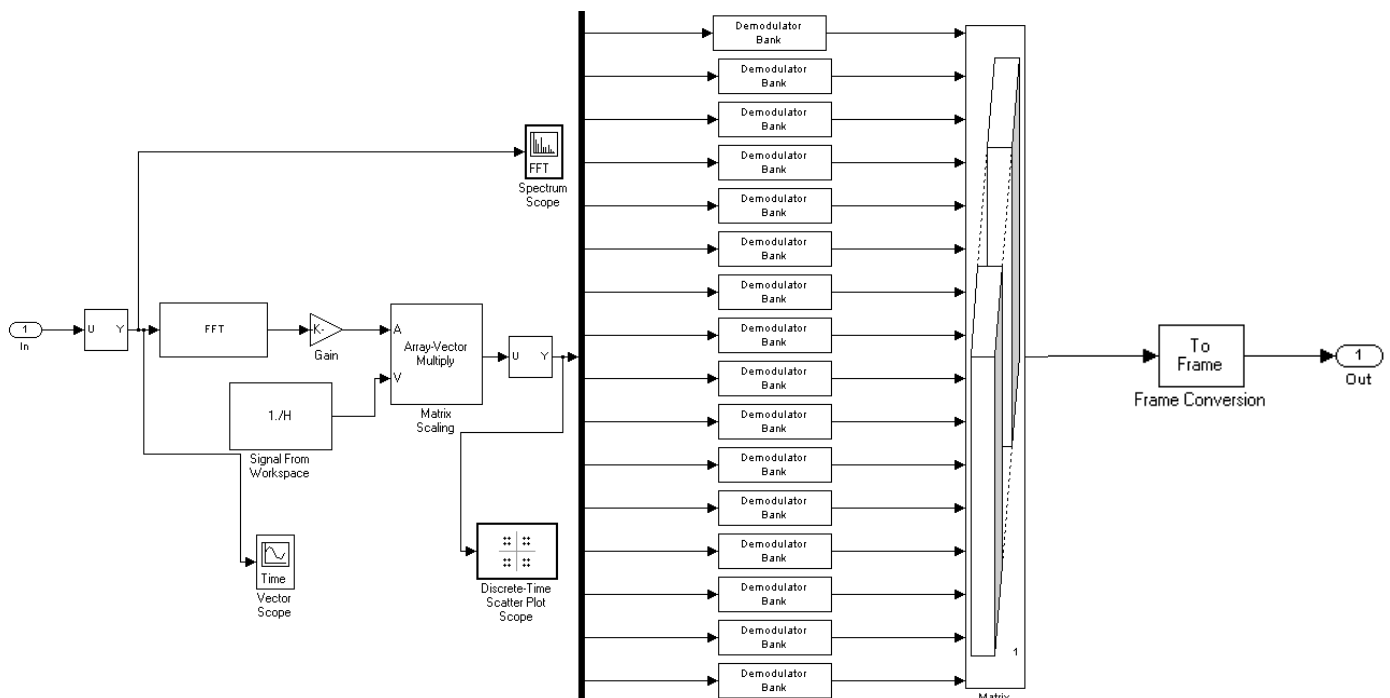


Figure IV-16 : DEMODULATEUR DMT

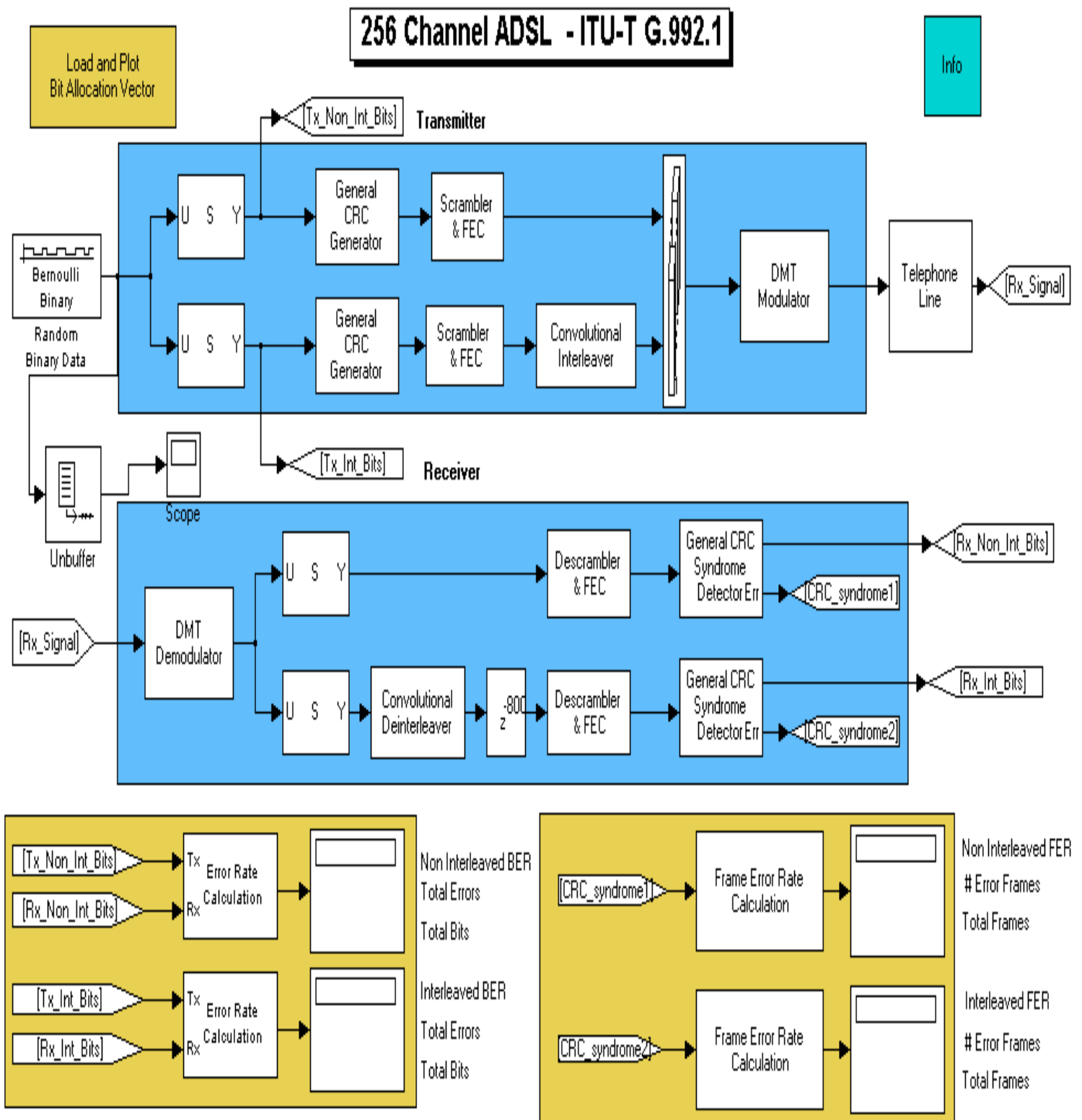


Figure IV-17 Schéma bloc du modem ADSL

Le signal d'entrée du modem est un signal binaire aléatoire généré par le générateur de Bernoulli, on peut l'observer dans la figure4 grâce à un oscilloscope (Scope).

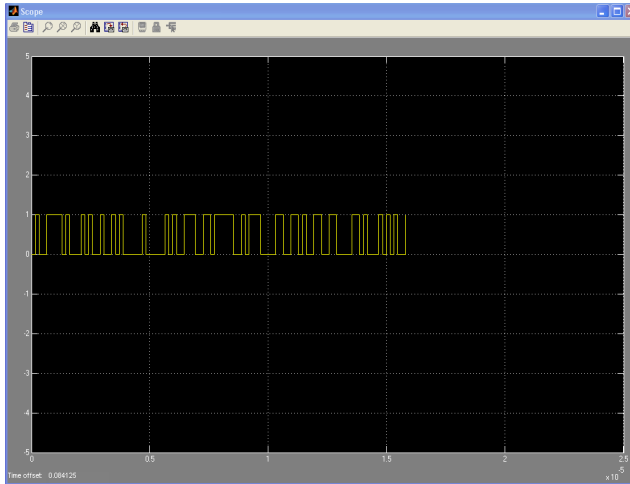


Figure IV-18 Signal d'entre du modem ADSL (générateur de Bernoulli)

La réponse temporelle du signal DMT peut être observée grâce au vector scope a l'entrée de la FFT et a la sortie de la IFFT. Il est représenté en Figure IV.19

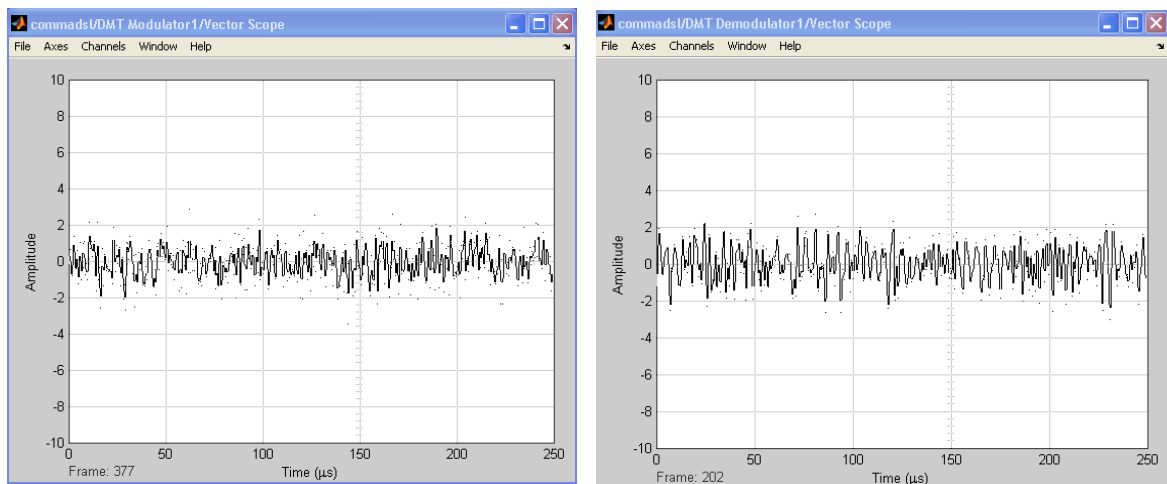


Figure IV-19 réponse temporelle du signal DMT.

La densité spectrale de puissance du signal DMT tel qu'il est émis peut être observée dans la figure IV.20 grâce a un analyseur de spectre (Spectrum scope).On a gauche le spectre a la sortie de la IFFT, et a droite le spectre a l'entrée de la FFT.

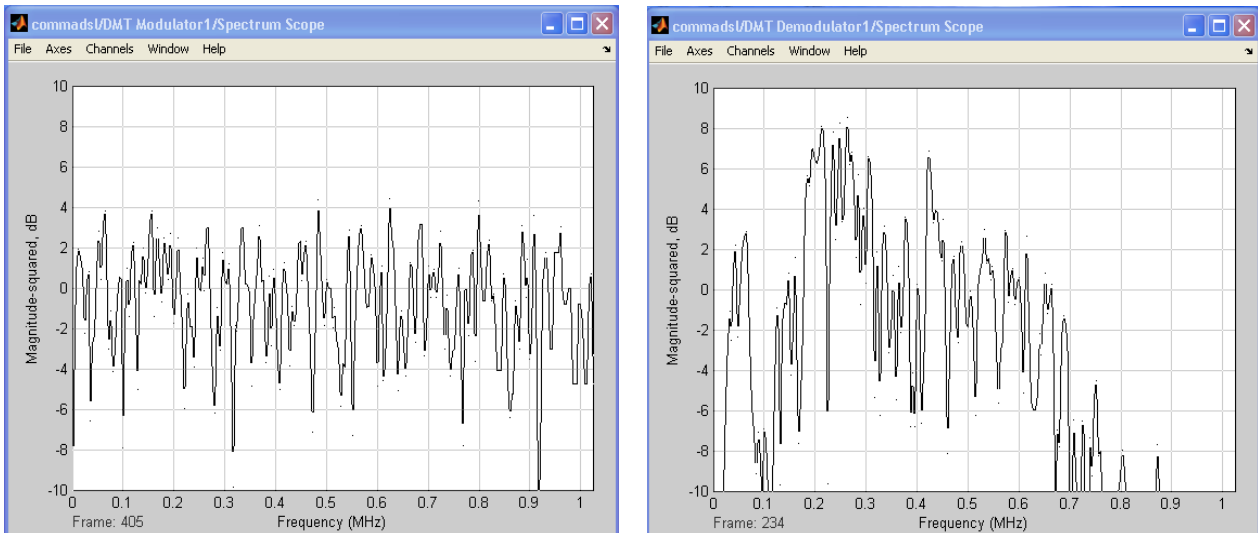


Figure IV-20 : Densité spectral de puissance du signal DMT

On peut visualiser le signal modulé à l'entrée et à la sortie du canal (ligne téléphonique) grâce à un scope. La figure IV.21 représente les deux signaux, à gauche le signal à l'entrée et la sortie du canal à droite.

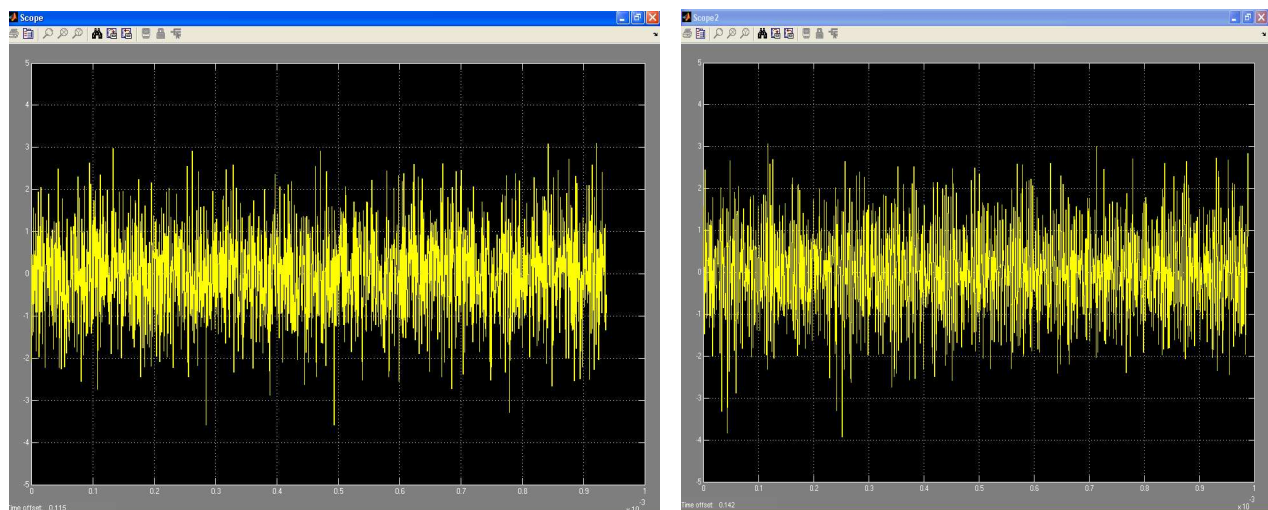


Figure IV-21 : Signal modulé à l'entrée (à gauche) et à la sortie du canal (à droite)

Les constellations a l'émission et a la reception en presence de bruit sont montrees respectivement dans la figure IV.22. Nous pouvons observer les points correspondant aux etats de la modulation QAM. De plus avec le bruit, les costellations a l'émission et a la reception sont defferentes.

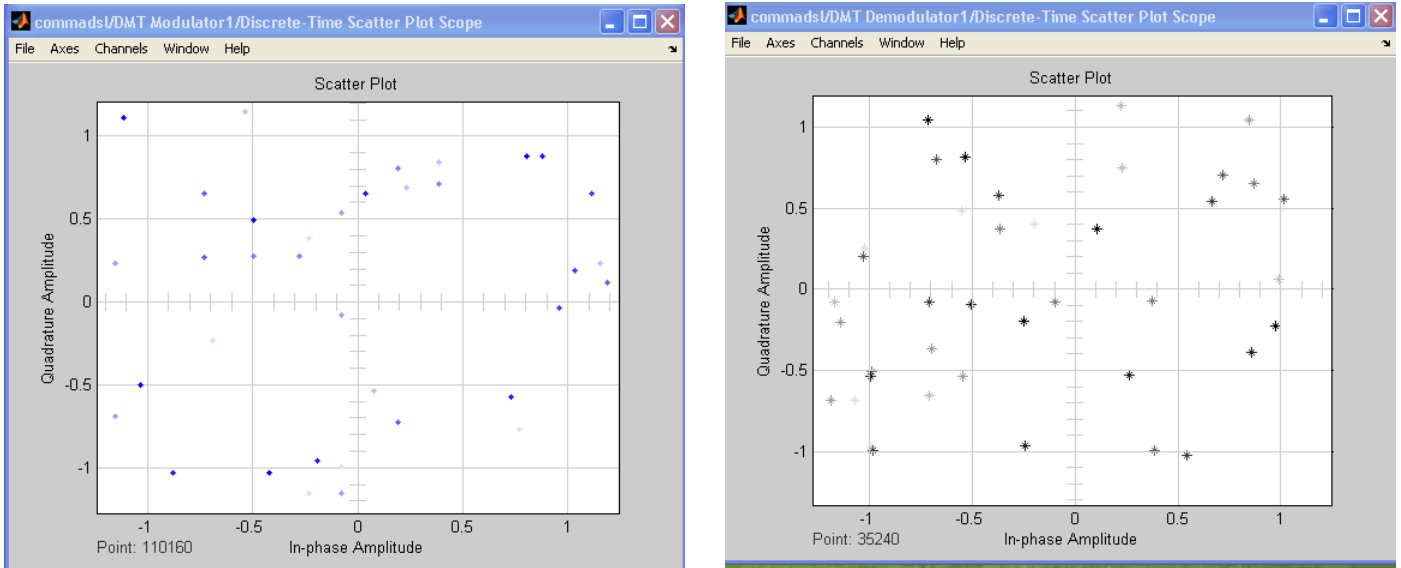


Figure IV-22 constellation MAQ-16 a l'émission (a gauche) et a la réception (a droite)

Le signal a la sortie du modem ADSL représente par la figure ci-dessous est un signale de même amplitude que l'entrée. La présence du bruit du au canal (AWGN) rend le signal de sortie différent de l'entrée.

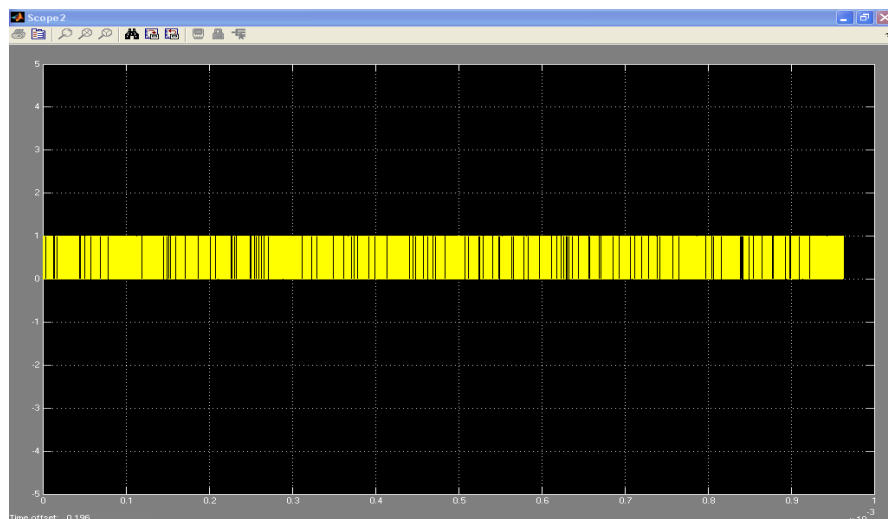


Figure IV-23 : Signal de sortie du modem ADSL avec la présence de bruit

IV.8 Conclusion :

En comparant les deux cas, on remarque que la constellation obtenue après le canal bruité présente des nuages de points autour des 16 points de la constellation MAQ-16. Ceci influe directement sur le taux d'erreur binaire TEB non nul. Cela nous emmène à la conclusion suivante : En agissant sur le RSB pour simuler un canal de plus en plus bruité, nous pourrions déduire pour quelle valeur minimale de celui-ci, le TEB est acceptable.

Conclusion Générale :

Ce mémoire a été consacré à l'étude d'un système DMT et à la simulation d'une transmission DMT sous MATLAB. C'est la raison pour laquelle, dans un premier temps, nous avons présenté les modulations numériques usuelles et plus précisément celles utilisées dans la majeure partie des applications DMT.

Ensuite nous avons étudié la modulation multi-porteuses DMT et nous avons vu que cette modulation permet de diviser une grande bande de fréquence en de multiples sous bandes extrêmement proche, évitant ainsi l'interférence entre symboles et autorisant l'utilisation d'algorithmes relativement simples à base de FFT.

La technique DMT présente une excellente immunité aux perturbations et a la diaphonie. En plus, elle est particulièrement bien adaptée aux applications à débit variable. Cependant elle requiert une puissance de calcul élevée. Cependant avec les performances des processeurs actuels, cet inconvénient n'a plus beaucoup d'importance. La modulation correspond à une IFFT et bien entendu la démodulation à une FFT.

Aujourd'hui, plusieurs technologies reposent sur modulation DMT en particulier en raison de la simplicité de l'égalisation du canal. Ceci permet de transmettre avec plus d'efficacité des données sur des canaux multiples. Nous avons présenté une application de la DMT qui est la transmission ADSL que nous avons implémenté et simulé sous MATLAB. Ce choix se justifie par notre volonté de donner un aspect plus pratique à cette étude. Le but de cette a été de fournir un outil de base de simulation qui pourra servir comme point de départ pour d'autres éventuelles projets dans ce domaine. Nous espérons qu'ayant utilisées caractéristiques d'un MODEM ADSL comme exemple, nous avons pu fournir une meilleure explication des principes fondamentaux de la DMT.

Un énorme chemin a été effectué afin de rendre les modulations multi-porteuses attractives pour le marché des communications. C'est surtout grâce à la version DMT (à base de FFT) des modulations multi-porteuses que le décollage a pu avoir lieu en réduisant la complexité des modulateurs. La DMT a apporté une solution en terme d'égalisation mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints faute d'algorithmes de codage / décodage à complexité réduite. De plus la nécessité de trouver des méthodes de réductions des bruit et erreurs binaires ouvre la voie à plusieurs axes de recherches.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Patrice Kadionik, bases de transmissions numériques, les modulations numériques, ENSEIRB, 2000. kadionik@enseirb.fr
- [2] Annick Le Glaunec, Modulations multiporteuses.
- [3] Kadionik Patrice, Goold Philippe : « les Technologies xDSL »
- [4] Broillet Christian, Dutoit Frédéric : « Simulation d'une Modulation – Démodulation ADSL »
- [5] Battu Daniel, préface de Jacques Dondoux : « télécommunication, Principe, Infrastructures et services » Edition Dunod
- [6] Thèse d'ingénieur université de tizi ouzou « transmission numérique télévisuelle par Faisceaux hertziens » 1998
- [7] Thèse d'ingénieur université de tizi - ouzou « étude et simulation sous matlab d'une Transmission OFDM application a la norme DVB-T de la télévision numérique Terrestre »
- [8] Adrian Biran et Moshe Breiner MATLAB pour l'ingénieur version 6 et 7
- [9] www.agilent.com
- [10] E. Rius, C. Quendo, Simulation sous matlab d'une chaine de transmission Numerique
- [11] Hoang Le-Huy « Introduction à MATLAB et Simulink
- [12] www.christian.caleca.free.fr/modulation/

GLOSSAIRE

RSB :	Rapport signal sur bruit
RSB :	Taux d'Erreur Binaire
PEB :	Probabilité d'Erreur Binaire
CBS :	Le canal binaire symétrique
BBAG :	Canal à bruit blanc additif gaussien
MDA :	Modulation par Déplacement d'Amplitude
MDP :	Modulation par Déplacement de Phase
MDPD :	Modulation par Déplacement de Phase Différentiel
MAQ :	Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature
MDF :	Modulation par Déplacement de Fréquence
OOK :	On Off Keying
CAN :	Convertisseurs analogiques numériques
FFT :	Transformée de Fourier rapide
DMT :	DISCRET MULTI TONE
COFDM :	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing
DAB :	Digital Audio Broadband
IDFT :	Inverse Discrète Fourier Transform
CRC :	Cyclic Redundancy Check
FEC :	Forward Error Correction
xDSL :	<i>Digital Subscriber Line</i>
VD :	Voie descendante
VM :	Voie Montante
HDSL :	High bit-rate DSL
SDSL :	Symetric DSL ou Single line DSL
VDSL :	Very High bit-rate DSL
FTTC :	Fiber To The curb
TVHD :	Télévision haute définition
RADSL :	Rate Adaptative DSL
CAP :	Carrierless Amplitude Phase
ITU :	Union de télécommunications internationale
DWMT :	Le Wavelet Discret Multi Tone
FDM:	Frequency Division Multiplexing
RBOC:	Regional Bell Operating Companies
CRC:	Contrôle de redondance cyclique
RS :	Reed-Solomon