

Cours d'Électronique du Tronc Commun S4.

Chapitre 9 :

Les technologies haut débit sur la boucle locale d'abonné. Les services xDSL.

9-1 Définition et caractéristique de la boucle locale d'abonné.

Tout d'abord : xDSL pourx Digital Subscriber Line qui veut dire transport numérique par la ligne d'abonné au téléphone.

La boucle locale BL est historiquement destinée au service téléphonique "analogique" dit **POTS** (Plain Old Telephone Service) qui utilise l'unique bifilaire "longue distance" indépendant de la terre et des masses matérielles des équipements distants. Elle fut initialement optimisée (par "pupinisation" on dirait aujourd'hui "égalisation") pour la bande 300 à 3400 Hz.

La boucle locale est l'extrémité du réseau dit "interurbain", partie essentielle du Réseau Téléphonique Commuté (RTC), matériellement la boucle locale est le segment de câblage (cuivre, fo etc.) compris entre la prise murale de l'abonné et le central téléphonique.

On estime à 800 millions le nombre de boucles locales existant dans le monde, dont plus de 60% exploitable en haut débit.

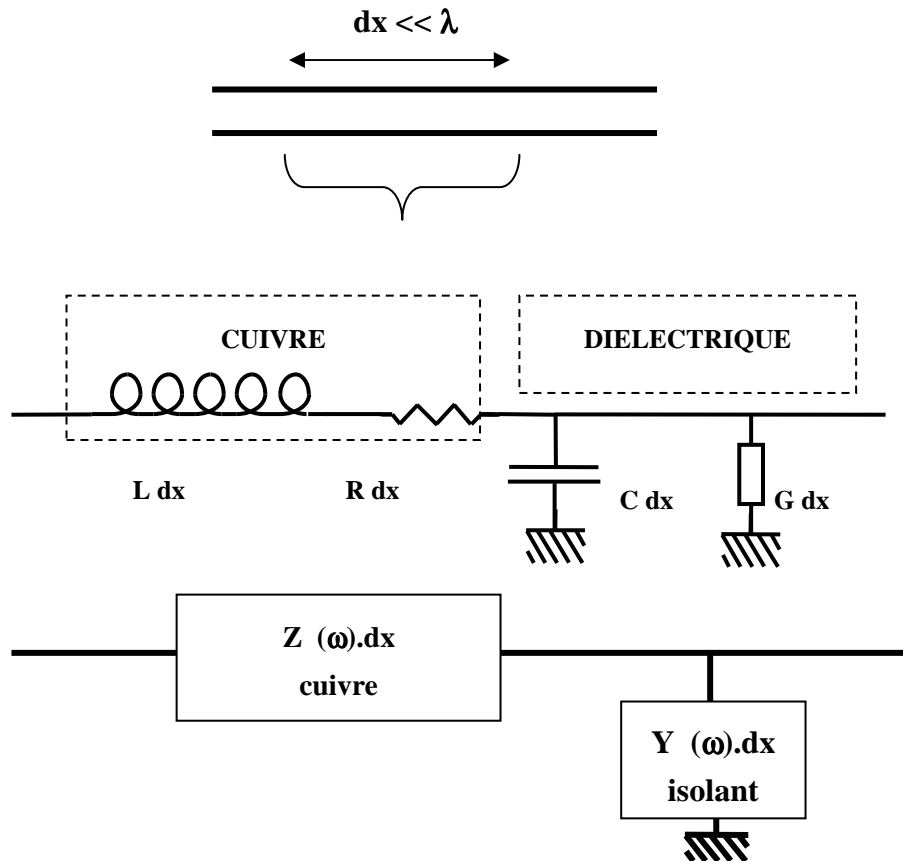
Pour satisfaire les "besoins" en débit élevé de services Internet ou associés (télécommunication d'entreprise, TV, service des opérateurs, voix sur "IP" etc.) il faut des supports qui permettent des débits de l'ordre de quelques Mbits/s, **pour cela il y a deux solutions :**

Câbler une paire de fibre optique de qualité (~5 km) par abonné, ou exploiter la BL bifilaire existante.

Actuellement c'est la deuxième solution "gratuite" qui s'implante (puisque payée depuis longtemps par le contribuable !).

Par conséquent il faut élargir la bande passante du support téléphonique cuivre. **On considère qu'en supprimant les bobines d'optimisation prévues initialement (pupinisation) on peut étendre l'exploitation très au delà de 3,4 kHz, c'est-à-dire environ 1 MHz.**

Le schéma équivalent d'une "petite longueur dx " ($dx \ll \text{longueur d'onde}$) de ligne est :



Les quatre éléments d'une petite longueur de câble $dx \ll \lambda$

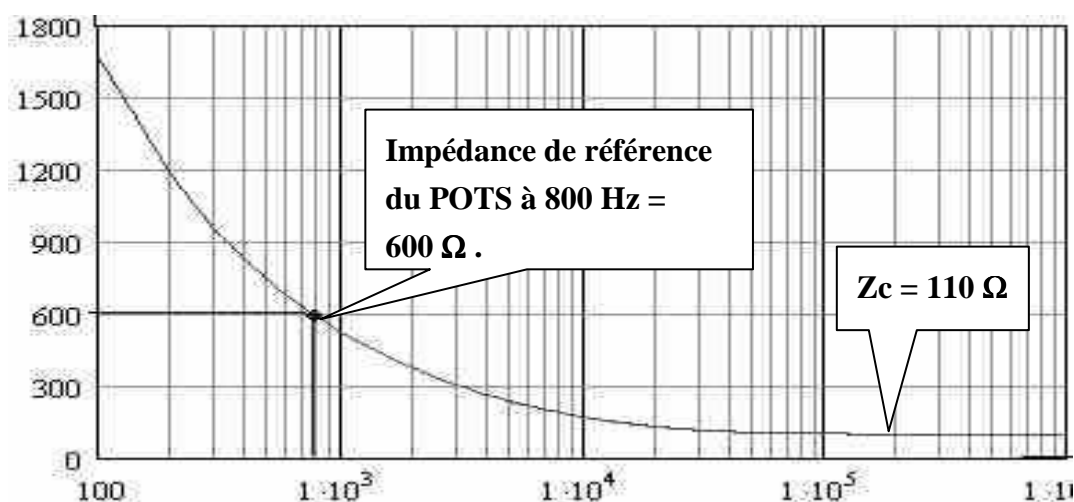
Avec un tel schéma équivalent on peut prévoir un comportement de type passe bas. De plus la partie résistive due au cuivre prend des valeurs ohmiques croissantes avec une loi en racine de la fréquence (effet de peau déjà vu en chapitre 8).

L'effet de peau sur $R(f)$ engendre une atténuation en dB/m croissante avec la fréquence, que nous préciserons plus loin.

Finalement pour une paire légèrement torsadée, on obtient une capacité linéique de ~ 40 pF/m une self inductance linéique de $\sim 0,5$ μ H/m.

Et le bifilaire se caractérise par une impédance caractéristique Z_c voisine de 110Ω et une vitesse de phase de environ $2,2 \cdot 10^8$ m/s.

Pour le téléphone analogique (POTS) on définit une impédance de ligne fixée à 600Ω qu'il ne faut pas confondre avec l'impédance caractéristique Z_c



Au chapitre 8 nous avons souligné les difficultés à propager le signal numérique en bande de base à cause du phénomène d' Interférence Entre Symboles ou IES. **Ainsi le bifilaire accuse deux handicaps ! La déformation du signal par Interférence Entre Symboles IES et l'atténuation aggravée par la distance et la fréquence.**

Le bifilaire est proposé en plusieurs qualités ou classes.

La paire UTP (Unshielded Twisted Pairs) assez sensible à l'environnement, et dont l'impédance caractéristique 110 Ω .

La paire STP (Shielded Twisted Pairs) Gaine et tresse assure une meilleure robustesse au champ EM extérieur et à la diaphonie et dont l'impédance caractéristique vaut 150 Ω .

La BL utilise essentiellement du bifilaire UTP de classe 1 , 2 ou 3.

Les UTP sont classes en 7 catégories :

C1	Téléphone et modem bas débit	Diamètre Cu 0,4mm
C2	RNIS	0,4
C3	Bande 10 MHz Ethernet 10BT	0,4
C4	Bande 20 MHz Token-Ring 16 Mbits/ s	0,6
C5	Bande élargie à 100 MHz Ethernet 100BT ATM 155 Mbits/s	0,6
C6	Bande ~200 MHz	0,6
C7	Bande ~600 MHz informatique et Video.	0,6

9-2 Comment exploiter autrement la boucle locale BL ?

Le dégroupage de la boucle locale:

L'opérateur historique France Télécom. est propriétaire de la totalité du réseau téléphonique RTC. Mais l'opérateur historique a pour obligation (par décision européenne) de louer une partie de ses infrastructures aux opérateurs locataires, afin qu'ils puissent proposer des offres concurrentes à celles France Télécom.

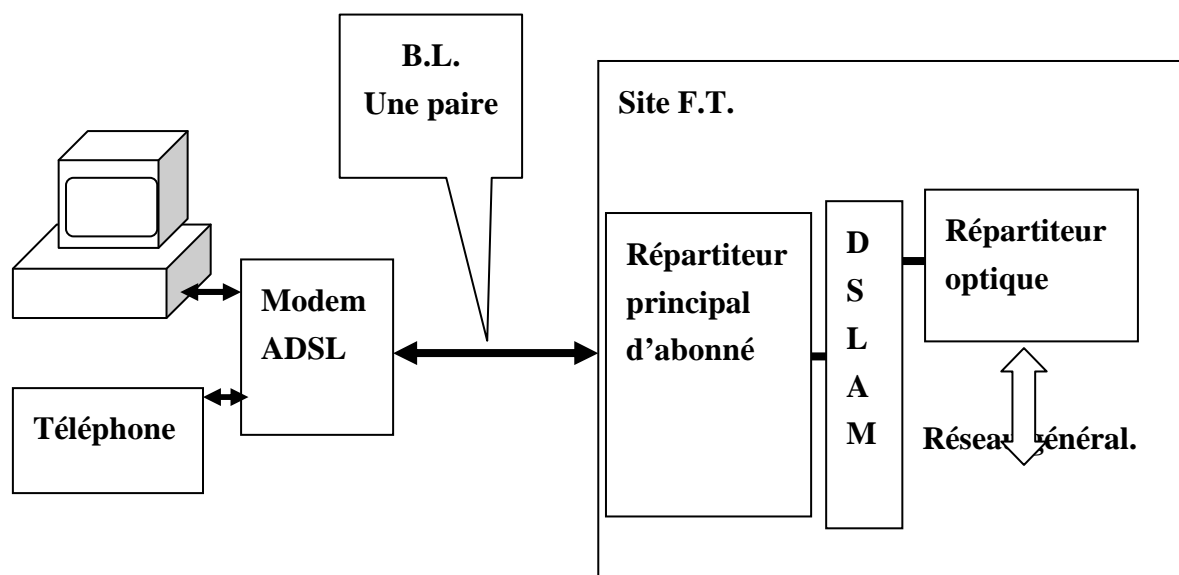
C'est ce que l'on appelle **le dégroupage de la boucle locale**.

Le dégroupage total :

L'opérateur locataire accède à la totalité du spectre théoriquement exploitable par la BL, c'est-à-dire depuis 300 Hz jusqu' à ~1,1 MHz ou 2 MHz.

Le client est totalement indépendant de l'opérateur propriétaire (il n'est plus abonné FT) par contre il est pied et poings lié à l'opérateur "loueur".

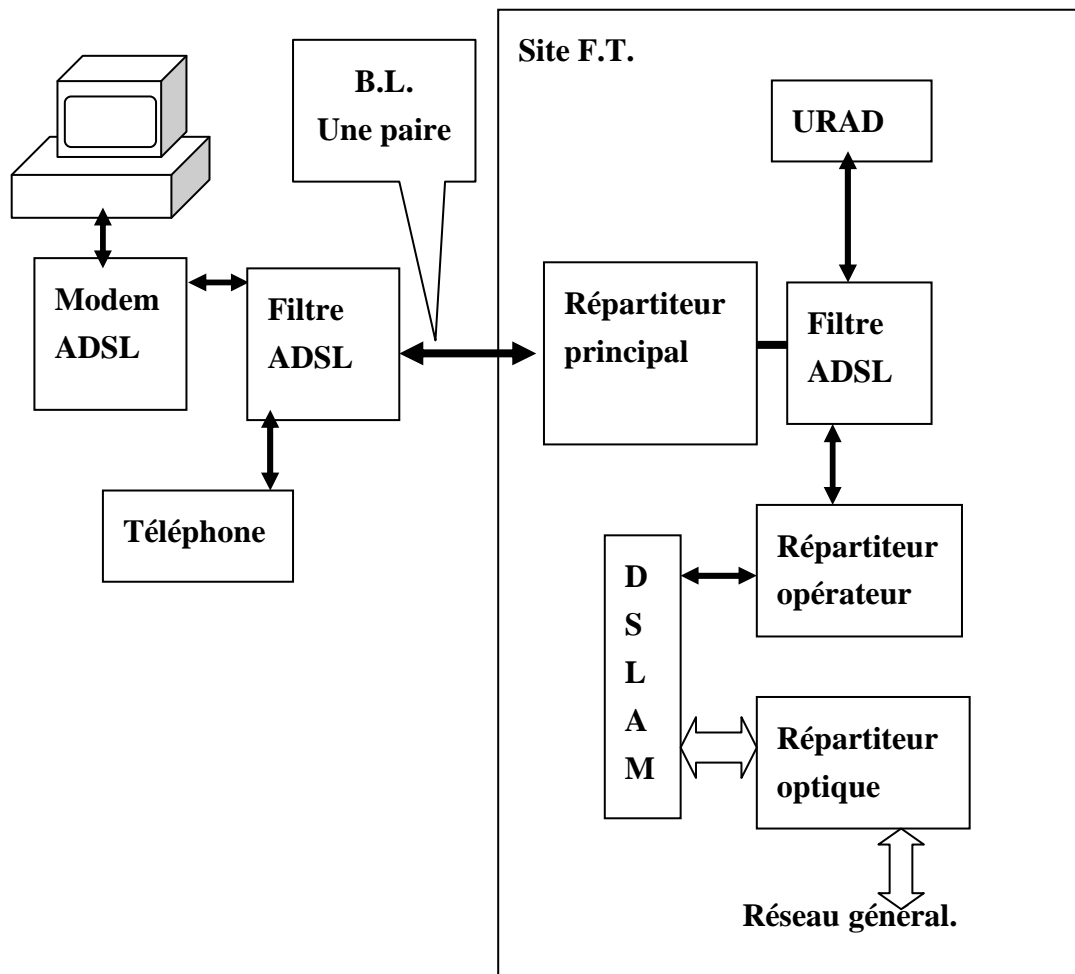
L'ensemble des services Internet et téléphonie sont alors exclusivement géré par l'opérateur locataire et non plus par France Télécom.



DSLAM : Digital Subscriber Line Access Multiplexor ou
Digital Subscriber Line Adapte Multiplexor

Le dégroupage partiel :

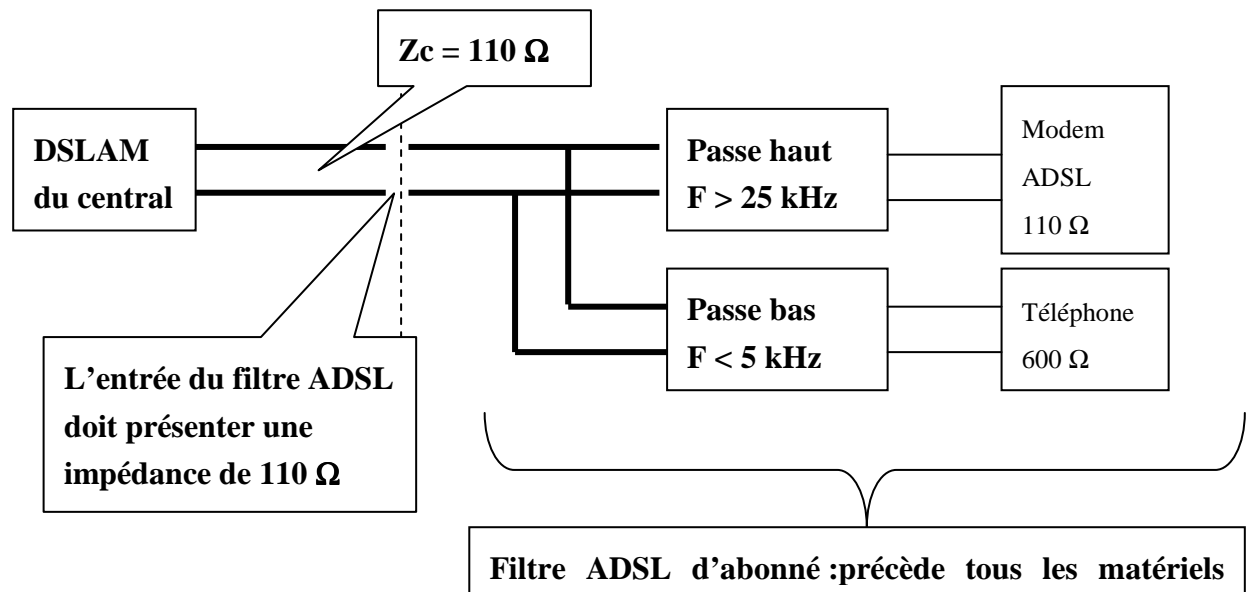
Sur la ligne téléphonique, les fréquences basses transmettent la voix (POTS). Les fréquences hautes véhiculent les données. Le dégroupage partiel permet à un opérateur d'avoir accès à la bande de fréquence "haute" (fréquences non vocales) de la paire de cuivre. Cette solution moins coûteuse que le dégroupage total permet aux opérateurs de proposer et de gérer de bout en bout la connexion ADSL. La partie téléphonie reste exclusivement gérée par France Télécom.



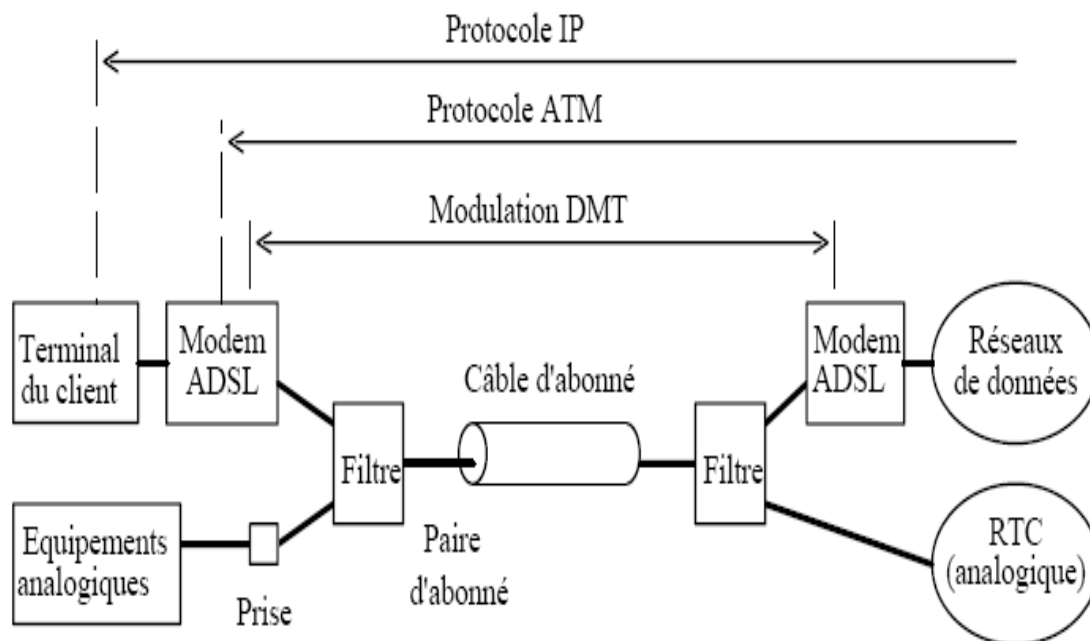
DSLAM ;Digital Subscriber Line Access Multiplexor

URAD :Unité de Raccordement des Abonnés Distants.

Dans ce cas un filtre à chaque extrémité de la BL sépare les fréquences basses (POTS), du spectre haut, destiné à porter le numérique haut débit.



L'organisation générale d'un service haut débit acheminé par la BL.



ATU : Adsl Transceiver Unit-C/R Central/Remote.

9-3 Les techniques existantes en vue d'assurer l'échange interactif à débit élevé: xDSL.

Le duplex vrai est impératif dans tous les cas, mais des choix technologiques restent à faire, on peut :

Utiliser deux paires, une par sens, voir trois, si POTS maintenu.

Utiliser une paire, mais partager le support par FDMA, TDMA, ou autre.

Définir des débits symétriques ou asymétriques pour chaque sens.

Etendre plus ou moins la bande exploitable.

Choisir la transmission en bande base ou en bande transposée.

Choisir le codage et/ou la modulation.

Le tableau donne l'essentiel des possibilités xDSL concurrentes.

xDSL	Equili- brage débit	Débit :Mbit/s Descendant + montant	Duplex- age.	modulation	Portée Maxi. km	Bande Exploitée MHz	Compa tible POTS.
ADSL	Asym.	1,5 à 8 + 0,016 à 0,64	FDMA 256 canaux 1 paire	DMT (CAP)	5	1,1	oui
HDSL Europe USA	Sym.	2,048 E1 1,544 T1	2 paires 3 paires	2B1Q/PAM (CAP)	Sup. Echo local	Repet 3,6Km	non
SDSL Ou SHDSL	Sym.	0,128 à 2	Duplex 2 paires	2B1Q/PAM	6		non
VDSL	Asym.	12 50	FDMA 2 canaux 1 paire	DMT	1,5 0,3	12	oui
ADSL-2	Asym.		FDMA	DMT		2,2	oui

E1 : tronc numérique européen au premier niveau du Réseau Téléphonique Commuté (RTC) à 2048 kbits/s (30 + 2 voies).

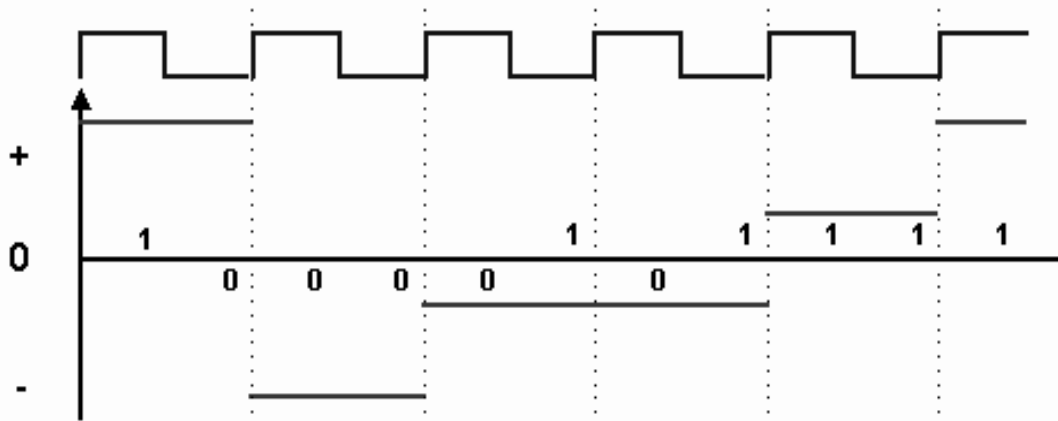
T1 : tronc numérique US et Japon au premier niveau 1544 kbits/s (24 + 2 voies).

Les abréviations pour les codages sont expliquées ci-dessous.

9-4 Les trois codages et/ou modulations en concurrence.

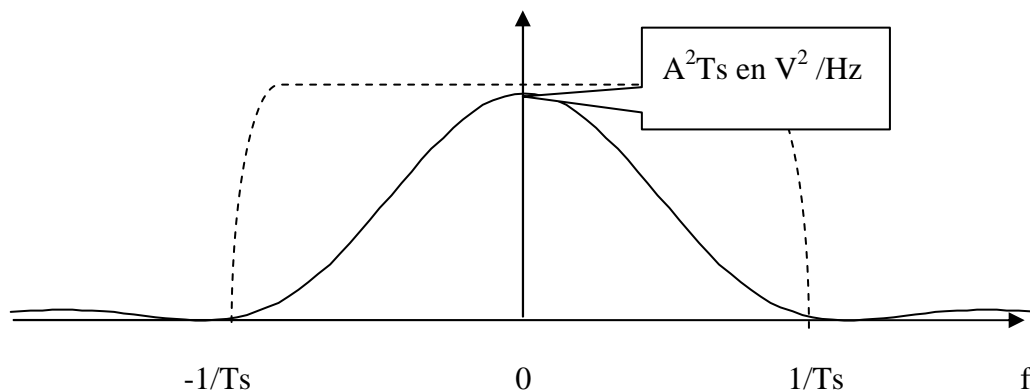
9-4-1 Codage 2B1Q ou Pulse Amplitude Modulation (PAM).

Codage 2B1Q pour 2 Bits 1 symbole, donc Quadrivalent. (valence $V = 4$)



Il opère en bande de base et forme une Densité Spectrale de Puissance Moyenne DSPM(f) très classique, qui a été calculé au chapitre "codage".

$$\text{DSPM}(f) = A^2 T_s \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 \quad \text{ou} \quad A^2 T_s [\text{sinc}(\pi T_s f)]^2$$



Densité spectrale de symbole à $1/T_s$ bauds en 2BQ1

Son existence n'est due qu'à la simplicité technologique de la bande de base, notons qu'il occupe spectralement jusqu'à la fréquence correspondant à la Rapidité de Modulation (RM) qui est la moitié de la fréquence bit ($1/T_s = 1 / 2T_b = D_b/2$), soit environ 1 MHz.

L'efficacité spectrale de ce codage est de 1 Baud / Hz ou 2 bit/s/Hz donc faible !.

Filtré par un filtre plus sévère (filtre de Nyquist coupant à $1/2T_s$) on atteint 2 Baud / Hz soit 4 bits/s/Hz.

De plus, il n'a pas d'avenir car il occupe seul tout le support depuis 0 Hz jusqu'à 1 MHz et interdit les autres services comme le téléphone (POTS.) !

9-4-2 Modulation CAP.

CAP pour Carrierless Amplitude et Phase modulation.

Modulation bien connue également et développée au chapitre des "Modulation à bonne efficacité spectrale". C'est typiquement une MAQ-V avec $V = 2^L$ et $T_s = L.T_b$.

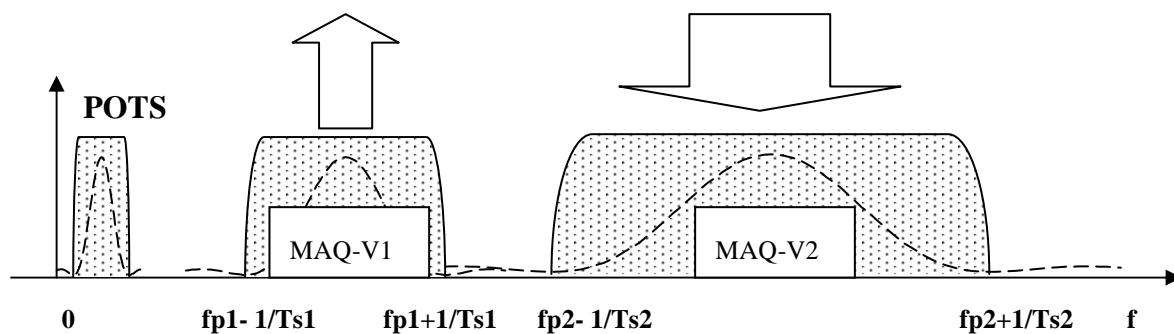
Etant maintenant en bande transposée, l'occupation spectrale est doublée à RM inchangée. (OSBDB = 2.OS Canal).

L'efficacité spectrale de cette modulation est donc de 0,5 Baud / Hz ou $L/2$ bit/s/Hz .

Avec des symboles à 8 bits on peut espérer 4 bits/sHz.

Comme en bande de base, si l'on filtre sévèrement (Nyquist) on peut atteindre 1 Baud / Hz ou $\log_2(V) = L$ en bit/s/Hz . (donc 8 bits/sHz au mieux)

On a donc pour un duplex interactif haut débit, un plan de fréquence du type suivant vu de l'abonné, avec des valences V_1 et V_2 (et $V_2 > V_1$).



On y trouve :

Le canal POTS (0,3 à 3,4 kHz).

Le canal montant à débit moyen $(1/Ts1) \cdot \log_2(V_1)$.

Le canal descendant à débit conséquent $(1/Ts2) \cdot \log_2(V_2)$. CAP-512.

La modulation CAP se révèle peu résistante aux porteuses parasites, aux bruits impulsifs et aux anomalies locales de réponse en fréquence du câble $|H_c(f)|^2$.

Elle est considérée comme dépassée et non développée en Europe, on lui préfère actuellement la modulation OFDM.

9-4-3 La modulation multi porteuse DMT, dite aussi OFDM.

Avec DMT pour Discrete Multi Tone et OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplex.

Ces deux technologies en plein essor et quasi identiques s'imposent dans tous les domaines, comme :

Sur fils avec DMT : **ADSL, VDSL, CPL** (Courant Porteur par Ligne EDF).

En hertzien avec OFDM: **Digital Audio Broadcasting (DAB), Réseaux locaux WLAN, Wi-Fi(802.11 Hiperlan), TV numérique terrestre (TNT) , Téléphonie mobile du future, 4G.....etc.**

Les différentes techniques de codage (et/ou) modulation essayées dans le monde montrent maintenant, avec le recul, que la DMT surpasse les autres sur les points suivants:

Résistance aux brouillages par porteuses.

Résistance aux impulsions EM.

Un TEB performant en conditions difficiles.

Une adaptation aisée aux supports de faible qualité.

Et surtout une grande résistance aux échos et aux trajets multiples, condition incontournable pour exploiter les futurs réseaux hertziens à fréquence "unique" dits réseaux SFN qui vont couvrir l'Europe (TNT).

C'est une modulation utilisant un très grand nombre de porteuses modulées en MAQ-V.

Elles sont espacées avec un pas constant et optimisé en vue d'augmenter l'efficacité spectrale.

Le choix raisonné du pas permet d'annuler l'Interférence Entre Porteuses IEP.

(voir plus loin le détail).

9-5- Le plan de fréquence de la DMT, dans le cas de ADSL.

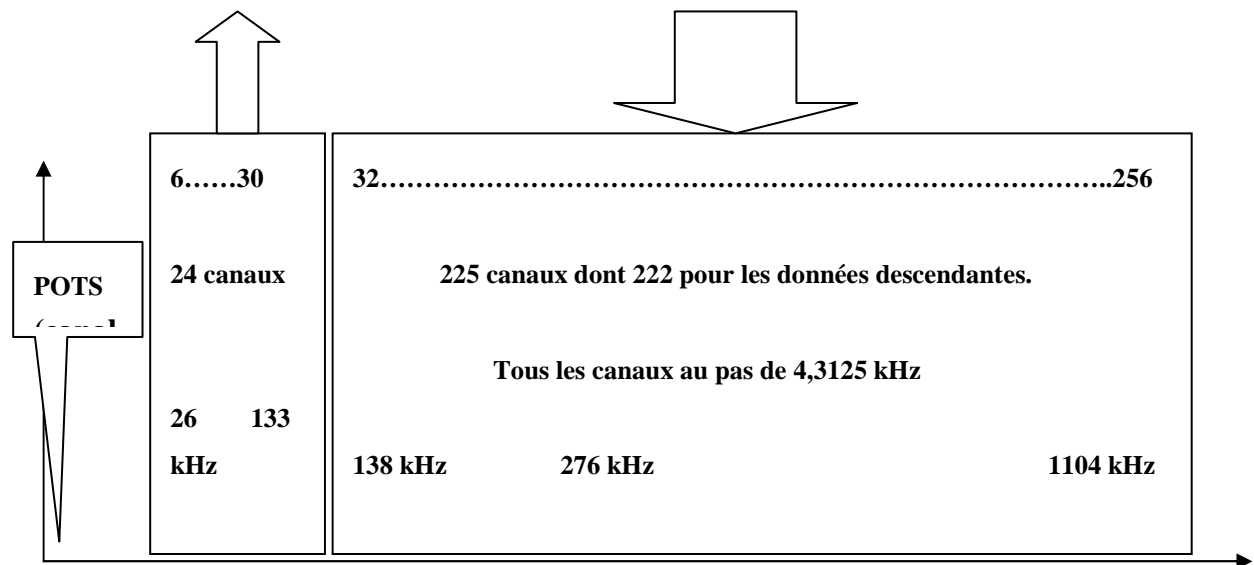
Organisation générale en 256 canaux DMT avec un pas ΔF de 4312,5 Hz depuis '0 Hz' jusqu'à 1104 kHz.

Canal 1 = POTS occupant la plage 300 à 3400Hz.

Canaux 2 à 5 = bande de garde et signalisation.

Canaux 6 à 30 = pour la voie montante.(24 canaux), soit une bande de 26 à 130 kHz.

Canaux 31 à 256 (ou 128 pour ADSL -L) pour la voie descendante, soit une bande de 133 à 1104 kHz.



Plan auquel il faut retirer les canaux de garde numéroté 16, 32 et 256.

L'architecture du modem ADSL étant totalement numérique, le cadencement des opérations est fixé par la fréquence F_e d'échantillonnage. Cette fréquence F_e est l'harmonique 8 de la porteuse du canal numéro 64. ($f_p = 276$ kHz).

$$\text{Finalement : } F_e = 8 \times 276 = 2208 \text{ kHz.}$$

Au total il reste 222 canaux exploitables pour le débit descendant.

Tous les canaux exploitables portent une modulation de type MAQ-V avec une valence $V = 2^L$ avec L de 0 à 8).

Pour DMT, le choix de la valence V , se fait indépendamment sur chaque porteuse.

Pour OFDM, le choix de la valence V , est figé et identique pour toutes les porteuses.

En effet les modems DSLAM-DMT (Digital Subscriber Line Access Multiplexor) règlent la valence de la modulation en fonction de la qualité de la B.L. c'est-à-dire en fonction du rapport signal à bruit C/N vu par l'abonné (encore le théorème de Shannon-Hartley !).

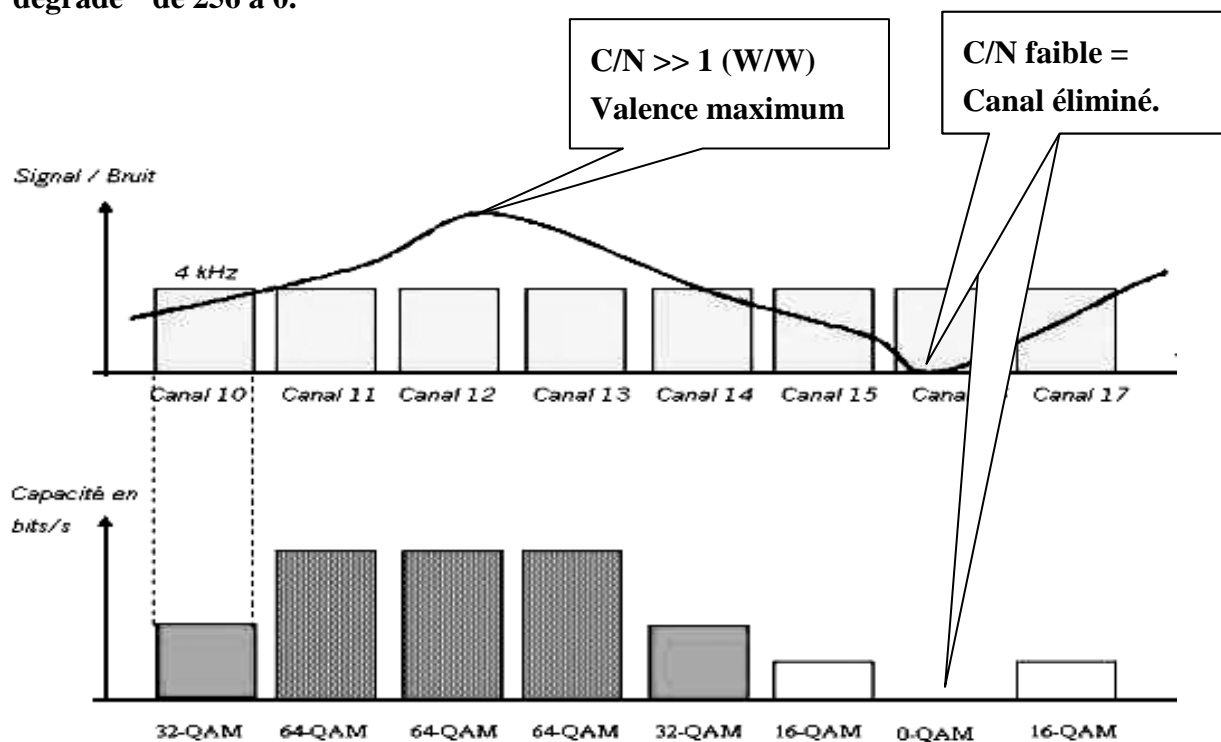
Les trois causes principales de dégradation du rapport C/N sont :

Les pertes du câble pour certaines fréquences.

Les rayonnements par porteuse extérieure.

Le bruit global, qui "baigne" le câble.

La situation réelle lorsque le câble présente des anomalies de réponse harmonique est résumée ci-dessous : si le rapport C/N est faible la valence de la modulation se "dégrade" de 256 à 0.



Le principe de la modulation DMT qui adapte les canaux à l'état du signal.

Ceci différencie la DMT de la modulation OFDM où tous les canaux sont équivalents, tous les autres mécanismes étant communs aux deux types de modulation.

9-6 Efficacité spectrale et débit maximum de la technique ‘Discret Multi Tone’ du système ADSL:

Avec les notations habituelles : durée du symbole T_s , rapidité de modulation $R_M = 1/T_s$.

A condition de filtrer à la fréquence limite f_{NYQUIST} , la modulation MAQ-V occupe une bande $1/T_s$ de 4,3125 kHz, ce qui autorise une R_M de 4,3125 kBaud.

Avec ce filtrage la rapidité de modulation spécifique est de 1 baud / Hz.

Dans le cas idéal, sans bruit, on peut donc espérer porter des symboles de taille $\log_2(V)$ maximum 8 bits, on peut atteindre une capacité de $\sim 34,5$ kbits/s par canal de 4,3125 kHz.

soit une efficacité spectrale de 8 bits/s/Hz, en débit brut.

Mais les traitements correcteurs d'erreur (code Reed-Solomon R-S) viennent réduire l'efficacité et ramène le débit pour les données, dans les meilleures conditions, à environ $\sim 7,5$ bits/s/Hz !

NB : Code Reed-Solomon(240, 224, 8) pour 224 octets de données, 240 octets codés R-S et correction jusqu'à 8 octets sur 224, donc rendement 93%.

Ainsi dans une bande de environ 1,1 MHz on peut espérer un débit cumulé de ~ 8 Mbits/s, dont $\sim 7,5$ Mbits/s pour le flux ‘downstream’.

C'est ce qu'annoncent les opérateurs, à condition d'être à moins d'un km du DSLAM.

NB : On se souvient des ancêtres ‘modems 56k’ qui dépassaient ces performances dans une bande de 3 kHz !

9-7 Comportement de la boucle locale vis-à-vis du théorème Shannon-Hartley.

Où en somme nous par rapport à la limite de Shannon Hartley introduit en chapitre 8 ?:

$\text{Db max} = B \cdot \log_2(1 + C/N)$ avec B en Hz et C/N en V^2/V^2 ou en W/W .

Pour atteindre l'efficacité spectrale de 8 bits/s/Hz, maximum possible en MAQ- 256, le théorème de S-H impose un rapport signal à bruit C/N de 24 dB. Notez que l'on vérifie une fois de plus la règle simpliste : **‘3 dB de plus pour le rapport C/N par bit supplémentaire’**.

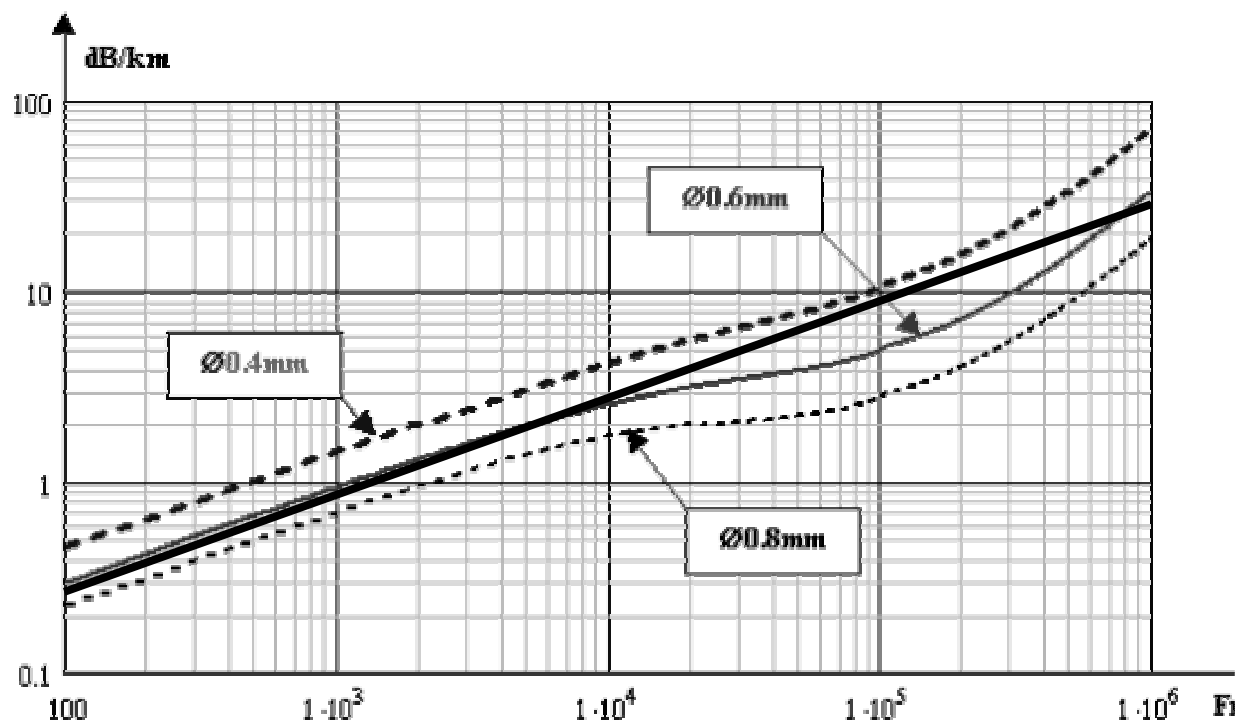
L'état de la technique et la norme G992 (voir annexes) imposent une marge de sécurité de 6 dB, soit une qualité minimum de $24 + 6 = 30$ dB de rapport C/N chez l'abonné, pour espérer 8 bits/s/Hz.

Pour le sens descendant examinons la situation de près, car elle est critique, les canaux utilisant des fréquences jusqu'à 1,1 MHz !

Le graphe montre l'atténuation en puissance et en dB du bifilaire lié à la fréquence.

En simplifiant, l'atténuation Att croît de une décade en dB pour deux décades de fréquence comme vu ci-dessous ! (effet de peau)

Par conséquent le gain en dB croît avec la même loi. ($G = 1/\text{Att}$ en W/W et par conséquent $G(\text{dB}) = -\text{Att}(\text{dB})$!).



Ce qui donne, pour le "gain" du câble, exprimé en dB, un modèle réaliste de 0,1 à 10 MHz. pour un km et un fil de 0,6 mm.

$$\text{En dB pour 1 km et avec } f \text{ en MHz} \quad G_{\text{dB/km}}(f) = -32.(f)^{1/2}.$$

Par conséquent le modèle de "gain" en puissance du câble devient une fonction de la fréquence f et de la distance D . Ainsi, pour un diamètre de cuivre de 0,6 mm on a :

$$G_{\text{dB}}(f,D) \sim -32.D.(f)^{1/2} \quad \text{fréquence } f \text{ en MHz et distance } D \text{ en km.}$$

Pour un diamètre de cuivre de 0,4 mm le gain en puissance chute fortement.

$$G_{dB}(f,D) = -65.D.(f)^{1/2} \quad \text{fréquence en MHz et D distance en km}$$

Le théorème S-H (modifié en divisant les deux membres par la bande de fréquence B), exprime le débit spécifique ou l'efficacité spectrale :

$$\text{Dspé} = \log_2 V^2 = \log_2 (1 + C/N) \approx 3,3 \log_{10} (1 + C/N) \quad \text{en bits/s/Hz}$$

Remarquons que dès que C/N dépasse environ 10 W/W on peut encore approximer et nous obtenons une expression allégée du débit spécifique en bits/s/Hz :

$$\text{Dspé} \sim 3,3 \log_{10} (C/N) = 0,33. (C/N)_{dB} \quad \text{en bits/s/Hz}$$

Examinons l'évolution des puissances de signal et de bruit dans la plage ADSL de 0,1 à 1,1 MHz

Posons comme donnée le rapport C/N en sortie émission du DSLAM baptisé [Co/N], (avec au DSLAM une puissance de départ Co ~ 0,1 W).

On acceptera un modèle simple de Densité Spectrale de Puissance Moyenne de bruit blanc indépendant de la fréquence :

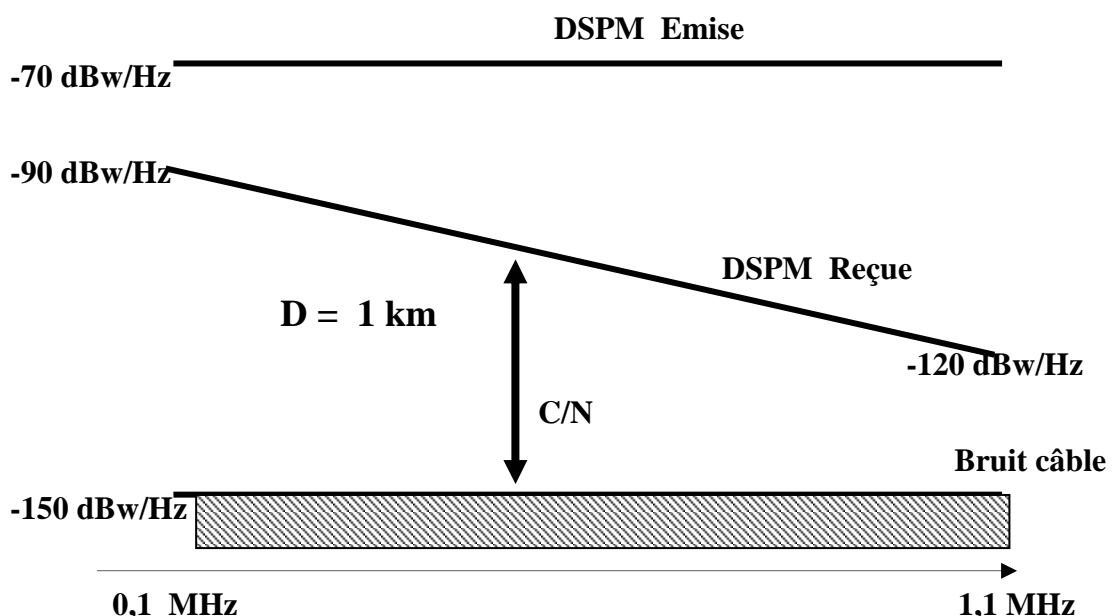
$$\text{DSPM}_{\text{bruit}} \sim 10^{-15} \text{ W/Hz}, \text{ soit en langage dB } \sim -150 \text{ dBw/Hz}$$

La DSPM de signal en sortie du DSLAM est de 0,1 W repartie sur environ 1 MHz soit 10⁻⁷ W/Hz, ou -70 dBw/Hz.

D'où l'hypsogramme en fonction de la fréquence pour un km de ligne.

Les DSPM sont exprimées sous forme de DSPM(f) en dBw/Hz

c'est-à-dire en $[10.\log_{10} (P / 1W)] / \text{Hz}$.



Cet hypsogramme montre clairement comment évolue le rapport C/N en fonction de la fréquence pour un abonné distant de un km, et entraîne plusieurs remarques :

En sortie du DSLAM le rapport signal à bruit est énorme (- 70 - (-150)) : 80 dB !

Mais la loi d'atténuation réduit très vite la DSPM reçue et par conséquent le rapport C/N lorsque la fréquence croît. La droite de pente négative illustre cela :

Vers 0,1 MHz à 1 km le C/N n'est plus que 60 dB.

Vers 1 MHz à 1 km le C/N n'est plus que 30 dB.

Par conséquent, d'après le théorème S-H on peut encore bénéficier, à un km, de l'efficacité maximum de la DMT soit 8 bits/s/Hz (voir le début de 9-7).

Précisons maintenant les calculs en prenant en compte le modèle chiffré du bifilaire introduit précédemment pour un fil de 0,6 mm.

La puissance utile reçue $C(f,D)$ est fonction de D et f :

$$[C(f,D)]_{dB} = [10 \cdot \log_{10} Co + G_{dB}(f,D)]$$

Donc le rapport signal à bruit est fonction de D et f sur le câble.

$$[C(f,D) / N]_{dB} = [10 \cdot \log_{10} Co + G_{dB}(f,D) - N_{dB}]$$

$$[C(f,D) / N]_{dB} = 10 \cdot \log_{10} (Co / N) - 32 \cdot D \cdot (f)^{1/2} = [Co/N]_{dB} - 32 \cdot D \cdot (f)^{1/2}$$

L'efficacité spectrale exprimée au chapitre 8, devient :

$$Dspé \sim 0,33 \cdot (C/N)_{dB} = 0,33 \cdot [C(f,D) / N]_{dB} = 0,33 \cdot (Co/N)_{dB} - 10,3 \cdot D \cdot (f)^{1/2}$$

avec f en MHz et D en km.

Le débit global de l'ensemble des canaux est l'aire sur f de l'efficacité spectrale Dspé.

$$Db = \int_{f_1}^{f_2} [0,33 \cdot (Co/N)_{dB} - 10,3 \cdot D \cdot \sqrt{f}] \cdot df = 0,33 \cdot (Co/N)_{dB} \cdot (f_2 - f_1) - 10,3 \cdot D \cdot \int_{f_1}^{f_2} \sqrt{f} \cdot df =$$

$$0,33 \cdot (Co/N)_{dB} \cdot (f_2 - f_1) - 10,3 \cdot D \cdot \frac{1}{2} \cdot [f_2^{3/2} - f_1^{3/2}]$$

soit numériquement pour le débit descendant entre $f_1 = 0,133$ MHz et $f_2 = 1,1$ MHz

$$Db = 0,32 \cdot (Co/N)_{dB} - 5,3 \cdot D \cdot [1,106] = 0,32 \cdot (Co/N)_{dB} - 5,86 \cdot D$$

$$Db = 0,32 \cdot (Co/N)_{dB} - 5,86 \cdot D \text{ en M bits/s avec D en km.}$$

Ainsi le débit total Db descendant, en Mbits/s, prend les valeur limites d'après Shannon Hartley en fonction du rapport Co/N au départ du SLAM.

Le tableau donne le débit global descendant en Mbits/s.

Co/N et D >	1 km	1,5 km	2 km	3 km	4 km	5 km
60 dB	13,3 limité à 8	10,4 limité à 8	7,5	1,6	~ 0,5	0
55	11,7 limité à 8	8,8 limité à 8	5,9	~ 0,5		
50	10,1 limité à 8	7,2	4,3			
45	8,5	6	3,2			
40	7	4	1,1			
30	3,7	1,4				

Ce modèle simple, tiré de la limite de S-H et de la loi d'atténuation du bifilaire, indique avec clarté que la portée dépend essentiellement du rapport C/N en sortie du SLAM .

On voit à l'évidence l'effet de la distance sur le débit descendant.

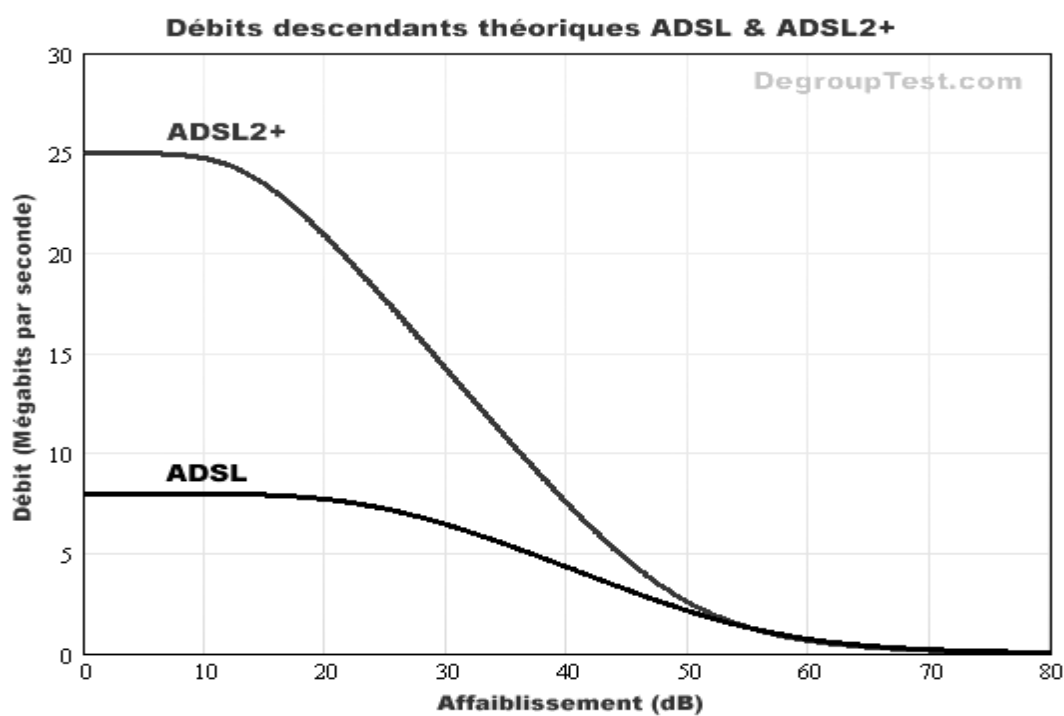
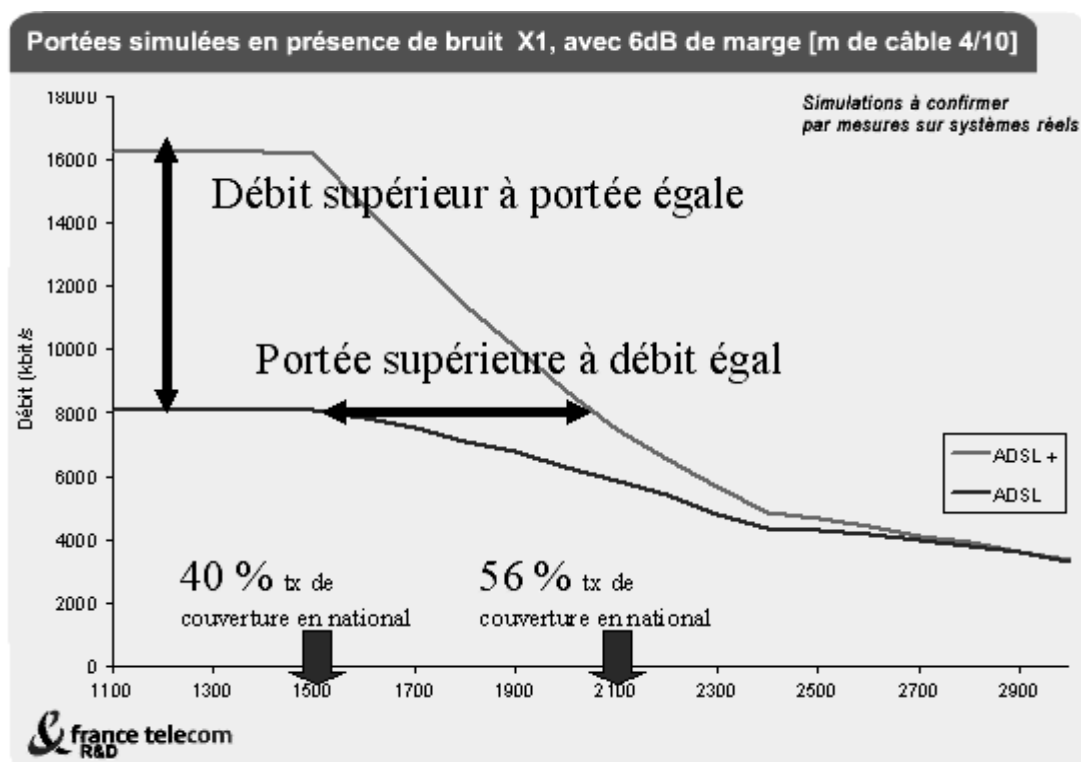
En particulier notons que au delà de 5 km ADSL n'est pas exploitable !

C'est bien ce que donne l'opérateur FT sur ses courbes obtenues par simulation beaucoup plus fine que cette simple approche. !

Le tableau établi en négligeant le 1 devant C/N dans l'expression du théorème S-H, ne montre pas de courbe arrondie comme le présentent les graphes 'opérateurs' obtenus par simulation plus fine.

9-8 Performances annoncées par l'opérateur historique.

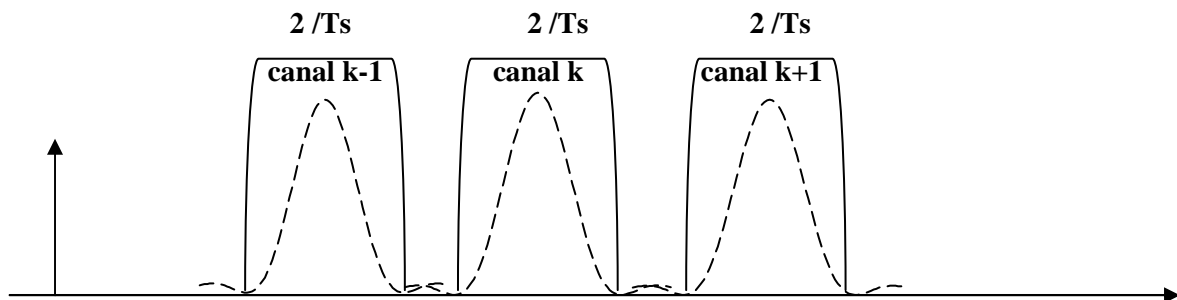
Le BER pris comme cible est 10^{-7} .



9-9 La modulation DMT ou OFDM sommairement expliquée.

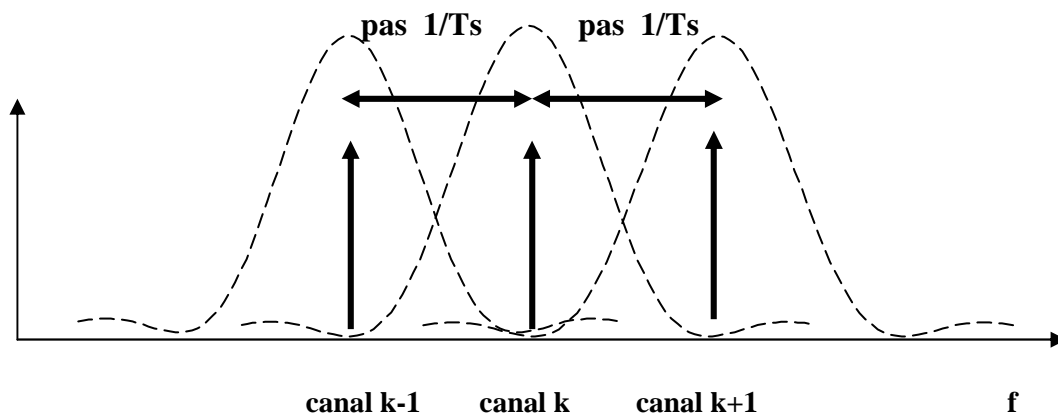
Cette modulation multi porteuse effectue le partage du support selon la méthode générale des canaux de fréquence : Frequency Domain Multiple Acces FDMA.

Habituellement pour des porteuses de fréquence f_1, f_2, f_3 modulées en MAQ avec des symboles de durée T_s ($RM = 1/T_s$) on doit éliminer les lobes secondaires et ne garder que la partie essentielle du canal donc le canal occupe une largeur $2/T_s$ ou $2.RM$.



On peut donc, à la limite, rapprocher les porteuses au pas de $2/T_s$, ainsi on obtient au mieux une rapidité de modulation spécifique qui atteint $1/2$ Baud/Hz.

La modulation DMT est organisée de façon à éviter l' Interférence Entre Porteuse (IEP), et permet de resserrer encore le pas, qui sépare les porteuses, d'un facteur deux!



Chaque profil spectral entourant la porteuse numéro k présente un zéro aux fréquences $f_k - 1/T_s$ et $f_k + 1/T_s$.

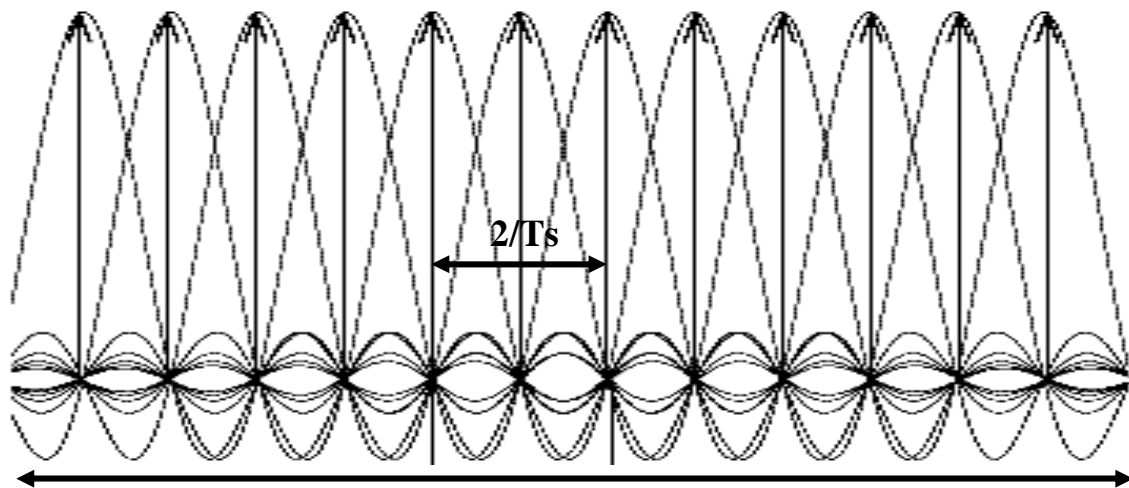
Ainsi nous plaçons les porteuses adjacentes F_{k-1} et F_{k+1} au point d'annulation du spectre du canal numéro k . Par conséquent les porteuses sont écartées d'un pas constant défini par la rapidité de modulation $RM = 1/T_s$.

Dans le monde “temporel “ nous avons déjà rencontré la notion d’Interférence Entre Symbole (IES) pour laquelle une réponse impulsionnelle en sinus cardinal avait permis la réduction de l’ IES. (voir le chapitre 7). **L’idée est la même transposée en fréquence.**

La modulation OFDM place les porteuses strictement au pas de $1/T_s$!
Chaque porteuse numérotée k est définie par la fréquence :

$$f_k = k/T_s \quad \text{avec} \quad 1 \leq k \leq P.$$

La figure montre l’imbrication des canaux OFDM pour 12 porteuses.



Occupation spectrale de 12 porteuses $\sim 13 / T_s$ ou 13.RM

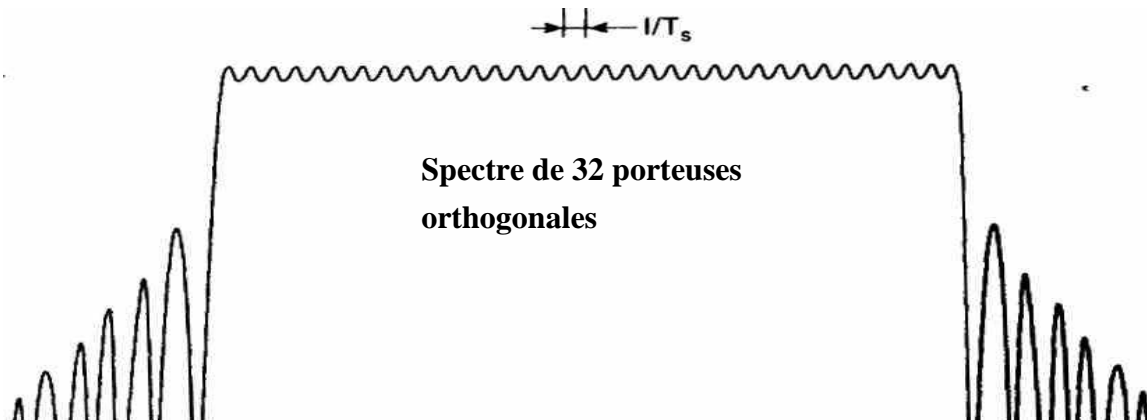
Lorsque le nombre P de porteuses augmente, le spectre s’élargit et devient rectangulaire, les spectres de la télévision numérique terrestre TNT exploitent 8192 porteuses, norme française.

On voit immédiatement les valeurs impressionnantes atteinte par le débit spécifique si chaque symbole porte, par exemple, un octet grâce à une modulation MAQ- 256 ! Soit 8 bits/s/Hz.

Pour le flux descendant ADSL, k prend les valeurs de 31 à 256.

La bande totale occupée par P porteuses est $W_{tot} = (P + 1) / T_s \sim P / T_s$.

La figure montre le spectre des canaux OFDM pour 32 porteuses.



Pour l'ensemble des canaux OFDM ,

la rapidité de modulation spécifique atteint maintenant 1 Baud/Hz

C'est la limite théorique au delà de laquelle les porteuses ne sont plus séparables.

9-10 Notion d'orthogonalité des porteuses utilisées dans OFDM et DMT.

Une interprétation plus détaillée de l'orthogonalité de porteuses sur l'intervalle T_s , fait intervenir la définition suivante :

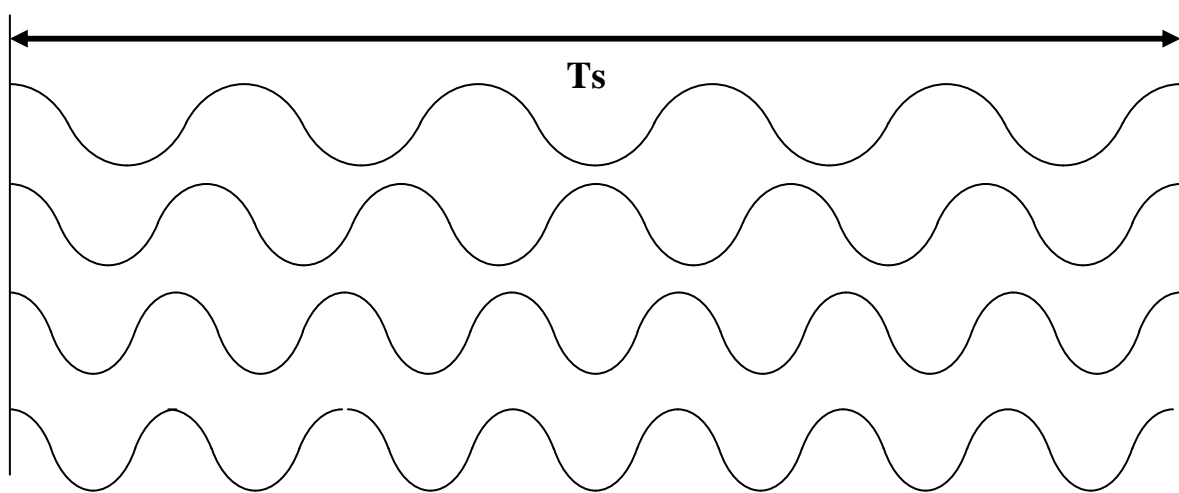
$$\int_0^{T_s} \left[\cos\left(2\pi \cdot \frac{k}{T_s} \cdot t\right) \right] \cdot \left[\cos\left(2\pi \cdot \frac{k'}{T_s} \cdot t\right) \right] dt = 0 \quad \text{si } k \text{ est différent de } k'$$

$$= 0,5 \quad \text{sinon} \quad (\text{pour } k = k')$$

L'expression de la fréquence $f_k = k/T_s$ de la porteuse numéro k , montre que le symbole de durée T_s contient k périodes de la porteuse numéro k .

Comme le produit $\cos(a) \cdot \cos(b)$ sous l'intégrale vaut $0,5 \cdot \cos(a - b) + 0,5 \cdot \cos(a + b)$, termes contenant aussi un nombre entier de périodes, on obtient une moyenne nulle sauf si $a = b$ donc sauf pour $k = k'$.

Dans ces conditions, les porteuses sont dites orthogonales entre elles, ce qui définit l'abréviation OFDM.



**Exemple de 4 porteuses orthogonales de fréquence $f_k = k/T_s$
 $F = 4/T_s, 5/T_s, 6/T_s$, et $7/T_s$**

9-11 Macrosymbole ou symbole OFDM et trame OFDM.

Revenons à l'exemple ADSL avec un pas de 4312,5 Hz, une rapidité de modulation $1/T_s$ de 4312,5 bauds et une durée de symbole $T_s \sim 232 \mu s$. (231,88 μs)

A chaque porteuse k est associé un symbole C_k , baptisé symbole de durée T_s comportant de 0 à 8 bits

L'ensemble des P porteuses portent un ensemble de P symboles dit macrosymbole, ou symbole OFDM, de durée T_s .

La modulation OFDM transporte par conséquent tous les T_s un paquet binaire de taille $P \cdot \log_2(V)$ si toutes les porteuses sont modulées à valence identique V .

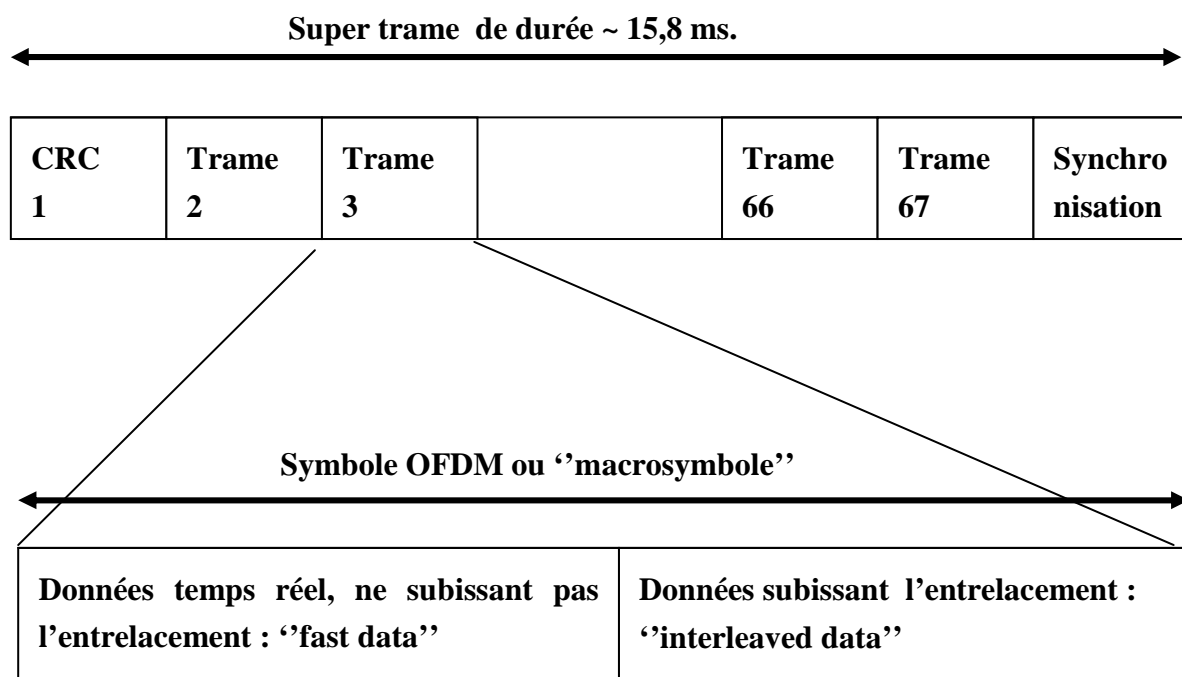
On obtient ainsi un débit global théorique (pour $V = 256$) et $P = 220$: $P \cdot (1/T_s) \cdot \log_2(V)$ soit environ 7,5 Mbits/s pour le flux descendant ($P = 220$ canaux) dans une bande de environ 0,94 MHz. **On retrouve l'efficacité spectrale de 8 bits/s/Hz**, résultat que nous connaissions déjà par une autre méthode (en 9-6).

Pendant la durée T_s d'un symbole un maximum de $8 \cdot P$ bits sont transmis, soit avec 256

canaux, **2048 bits au maximum.**

Ce paquet binaire est rangé en trame élémentaire de durée 232 μ s. Le remplissage de cette trame de taille fixe dépend de l'efficacité de chaque canal donc du rapport C/N affectant chaque canal.

Ensuite 68 trames (chacune contenant un symbole OFDM) sont groupées en supertrame de durée ~ 15,8 ms.



Organisation des données :

Dans chaque trame de 232 μ s portant 2048 bits (nombre maximum théorique pour $C/N \gg 1$), les bits sont rangés en deux groupes : un groupe de bits, dit "fast data", sont traités directement en temps réel, les autres bits sont réservés à un transport protégé par entrelacement–desentrelacement.

L'entrelacement démontre son efficacité dans le cas d'une ligne bruitée d'abonné. Cela permet de parer aux phénomènes de salves d'erreurs (bruits impulsifs) dont la durée serait supérieure à 500 μ s. Par contre le temps de traitement associé à l'entrelacement est d'environ de 15 à 20 ms. Durée très pénalisante avec les exigences temps réel de certaines applications, comme l'image.

9-12 Le modulateur DMT.

Chaque canal OFDM-DMT, à la fréquence f_k , fournit une MAQ-V (valence V dépendant du rapport C/N à la fréquence f_k). Donc chaque canal nécessite une architecture de modulateur de type IQ (voir les chapitres modulations MAQ) avec deux porteuses en quadrature à f_k et deux voies I et Q.

Explicitons le symbole (0 à 8 bits) numéroté k et affecté à la porteuse numéro k , il porte les deux informations nécessaires à l'architecture IQ (voie I et voie Q du chapitre 7), que nous mettons sous forme complexe, permettant des développements mathématiques plus compactes :

$$\underline{C_k(t)} = C_k(t) = a_k(t) + j.b_k(t) \quad (\text{abandon de la barre dessous pour alléger !})$$

Avec la correspondance suivante aux tensions des voies I et Q introduites au chapitre modulation MAQ (Modulation d'Amplitude de deux porteuses en Quadrature, chapitre 7).

$$A_k \text{ pour } V_i \cos \Phi \text{ et } b_k \text{ pour } V_q \sin \Phi$$

Faisons de même pour exprimer l'ensemble des deux porteuses en quadrature, nécessaires aux deux modulateurs de l'architecture IQ.

$$\cos(2.\pi.f.t) - j.\sin(2.\pi.f.t) = e^{-j.2.\pi.f.t}$$

Ainsi pour la porteuse numéro k , nommée $p_k(t)$, de fréquence $f = k / T_s$ on obtient :

$$p_k(t) = e^{-j.2.\pi.k.\frac{t}{T_s}} \quad \text{avec } 1 \leq k \leq P$$

Ainsi l'équation de la modulation MAQ à la fréquence k/T_s devient la partie réelle de l'écriture suivante :

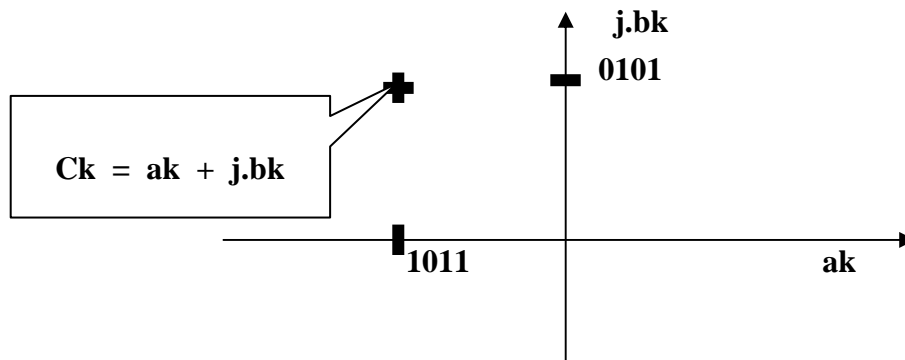
$$\begin{aligned} S_k(t) &= R \left[C_k(t).e^{-j.2.\pi.\frac{k}{T_s}.t} \right] = R \left[(a_k(t) + j.b_k(t)).e^{-j.2.\pi.\frac{k}{T_s}.t} \right] \\ &= a_k(t).\cos(2.\pi.\frac{k}{T_s}.t) + b_k(t).(-\sin(2.\pi.\frac{k}{T_s}.t)) \end{aligned}$$

Et le signal $S_k(t)$ émis par le canal numéro k est décrit de manière compacte par:

$S_k(t) = R[p_k(t).C_k(t)]$ avec $C_k(t)$ constant pendant la durée T_s du symbole.

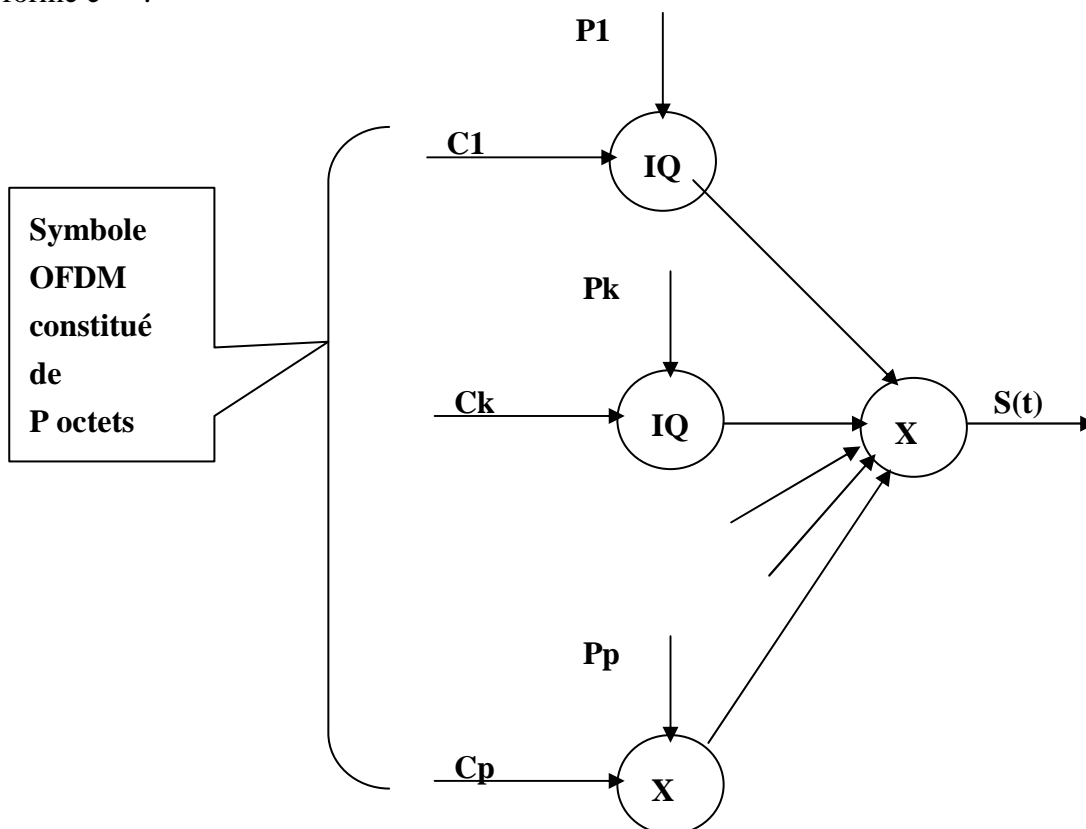
Exemple : pour chaque canal numéro k on affectera par exemple 4 bits pour coder a_k , et

4 bits pour coder b_k , en supposant un C/N suffisant pour porter un octet (MAQ- 256).



**Constellation de la kieme porteuse portant le
symbole complexe $C_k(t) = a_k(t) + j.b_k(t)$**

Le modulateur est l'ensemble des P architectures IQ numérotées de 1 à P (en supposant les P porteuses exploitées). Dans le synoptique suivant nous représentons chaque modulateur IQ par un simple produit réalisant $S_k(t)$. La porteuse "sin-cos", numéro k , étant décrite par la forme $e^{j\omega t}$.



D'où finalement l'expression de la somme des P porteuses modulées par les P symboles.

$$S(t) = \sum_{k=1}^P S_k(t) = \sum_{k=1}^P C_k(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{T_s} \cdot t} \quad C_k(t) \text{ constant pendant } T_s.$$

Dans S(t), on voit ainsi apparaître le rôle du symbole OFDM, nommé C_{OFDM} , de durée T_s transporté sous forme de P symboles modulant P porteuses.

$$C_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{k=0}^P C_k(t) \quad \text{de durée } T_s \quad \text{avec } C_k \text{ de taille maximum 8 bits}$$

9-13 La "réalisation numérique" du modulateur OFDM.

Mais l'architecture décrite est trop lourde à matérialiser "classiquement" : Rien que pour le modem DSLAM il faut environ 230 modulateurs IQ et autant de sources de porteuse de type "sin-cos", **ce qui est irréalisable !** Pour passer à une réalisation "tout numérique" il faut remarquer le sens physique de l'écriture du signal émis S(t) pendant la durée T_s , qui fait intervenir l'ensemble $C_{\text{OFDM}}(t)$.

L'expression de S(t) précédente, montre que les P termes de $C_{\text{OFDM}}(t)$ sont les coefficients complexes d'un spectre à P points aux fréquences $f_k = k/T_s$.

Le signal temporel émis S(t) grâce à la somme des P multiplications par $e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{T_s} \cdot t}$ correspond à l'opération inverse de celle qui transforme le signal temporel en composantes de fréquence (spectre discret), c'est-à-dire l'opération réciproque de la FFT (Fast Fourier Transform) ou IFFT. L'algorithme est le même que ce soit une FFT ou une IFFT tout dépend de la nature des échantillons fournis : En fait le modulateur DMT-OFDM exploite la fonction IFFT (réalisation de 2.P multiplications) qui est actuellement matérialisée couramment en monolithique avec des vitesses de calculs dépassant le G ops/s.

Rappelons l'essentiel de l'algorithme "FFT" :

Si l'entrée est une suite $e(n)$ de 2.N échantillons temporels, espacés de T_e (donc échantillonnés à la fréquence $F_e = 1/T_e$), l'algorithme FFT fournit un spectre à N fréquences, de valeurs $f_k = k \cdot F_e / N$ (k de 0 à N-1), étendu de 0 à $F_e/2$.

Si l'entrée est une suite $f(n)$ de 2.N composantes fréquentielles, espacées de $\Delta F = 1/T_s$, la fonction IFFT restitue un signal temporel à N échantillons, étendu sur la durée T_s .

Il nous faut donc maintenant passer à l'expression de la porteuse P_k numérisée donc échantillonnée à F_e . Le choix de F_e est à la limite théorique de Shannon pour la plus haute fréquence à émettre. Donc F_e est le double de la fréquence de la plus haute porteuse, c'est-à-dire la P_{ieme} , et par conséquent **$F_e = 2.P/T_s$ ou bien $T_s = 2.P.F_e$**

Ainsi pour ADSL avec $P = 256$ alors $F_e = 512./T_s = 2208 \text{ kHz}$.

Cette fréquence F_e est synchronisée dans le démodulateur sur l'harmonique 8 du canal 64.

Finalement la k ème porteuse échantillonnée à l'instant n/F_e ou $n.T_e$, s'écrit maintenant :

$$P_k(n) = P_k\left(\frac{n}{F_e}\right) = e^{-j.2.\pi.\frac{k}{T_s}.\frac{n}{F_e}}$$

Son développement sur la durée d'un symbole T_s ($T_s = 2.P.T_e$) donc avec la somme de $2.P$ échantillons est :

$$P_k = \sum_{n=1}^{2.P} P_k(n) = \sum_{n=1}^{2.P} e^{-j.2.\pi.\frac{k}{T_s}.\frac{n}{F_e}} = \sum_{n=1}^{2.P} e^{-j.2.\pi.\frac{k.n}{2.P}}$$

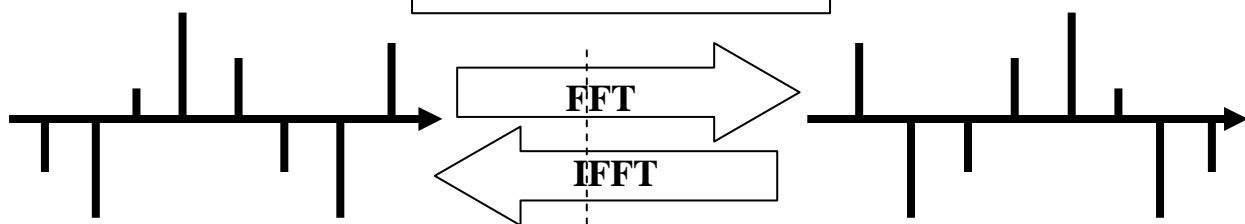
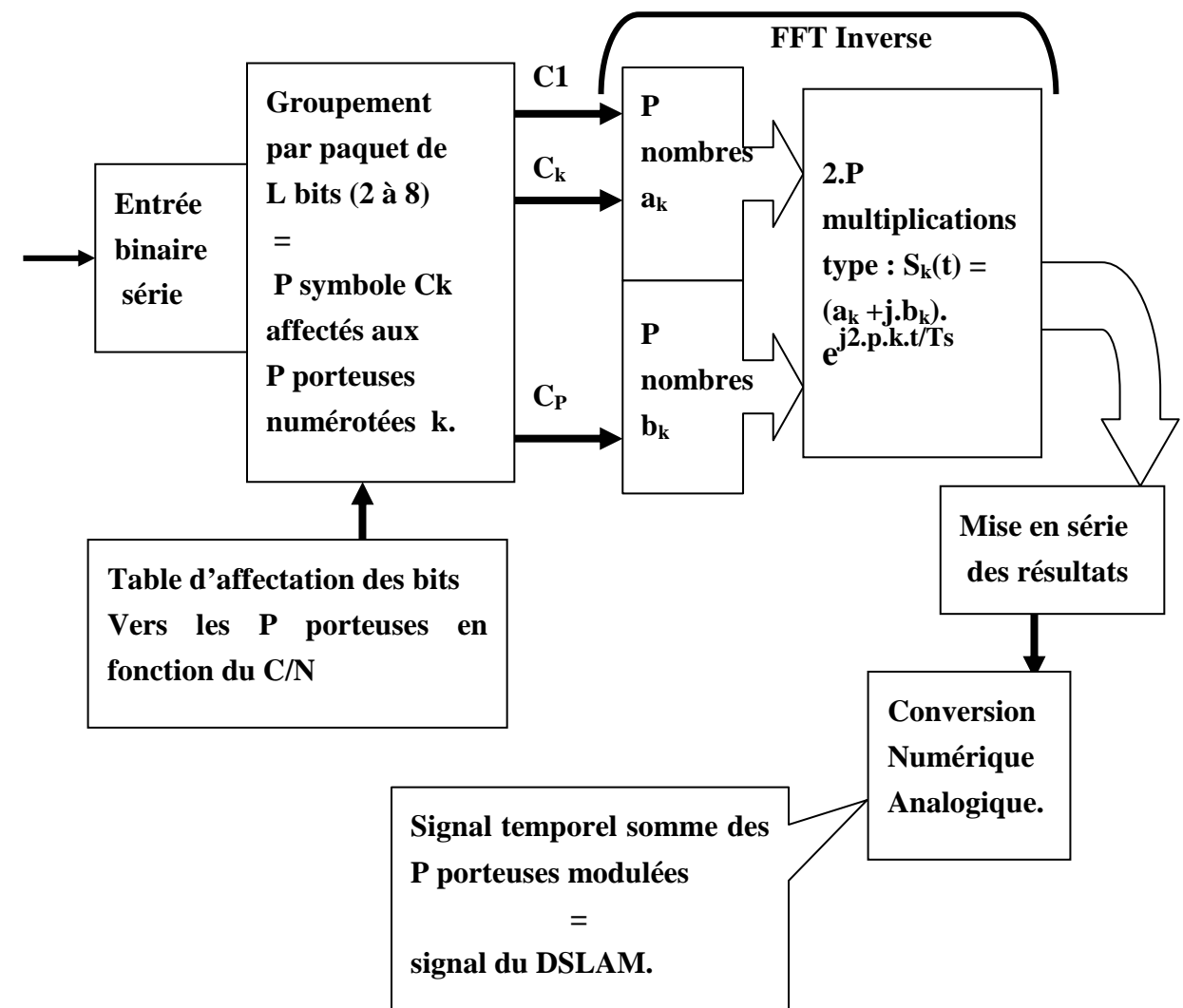
La porteuse P_k ensuite modulée par le symbole complexe C_k , constant pendant la durée T_s , devient :

$$C_k.P_k = C_k \sum_{n=1}^{2.P} P_k(n) = C_k \sum_{n=1}^{2.P} e^{-j.2.\pi.\frac{k}{T_s}.\frac{n}{F_e}} = \sum_{n=1}^{2.P} C_k . e^{-j.2.\pi.\frac{k.n}{2.P}}$$

Enfin le signal $S(n,k)$ émis pendant T_s par les P porteuses vaut :

$$S(n,k) = \sum_{k=1}^P .C_k.P_k = \sum_{K=1}^P \sum_{n=1}^{2.P} C_K . e^{-j.2.\pi.\frac{k.n}{2.P}}$$

resumons par un synoptique les fonctions essentielles du modulateur OFDM, exploitant l'algorithme IFFT.



TEMPS $t = n.T_e$

N échantillons temps

avec $F_e = 2.P/T_s$ ou $T_s = 2.P.T_e$

durée de saisie $= N.T_e = 2.P.T_e$

= donc T_s

FREQUENCE $f = k/T_s$

spectre à $P = N/2$ fréquences

au pas de $1/T_s$ inverse de la

durée de saisie : donc $T_s = N.T_e$

étendue du spectre de 0 à $F_e/2 = 256/T_s$

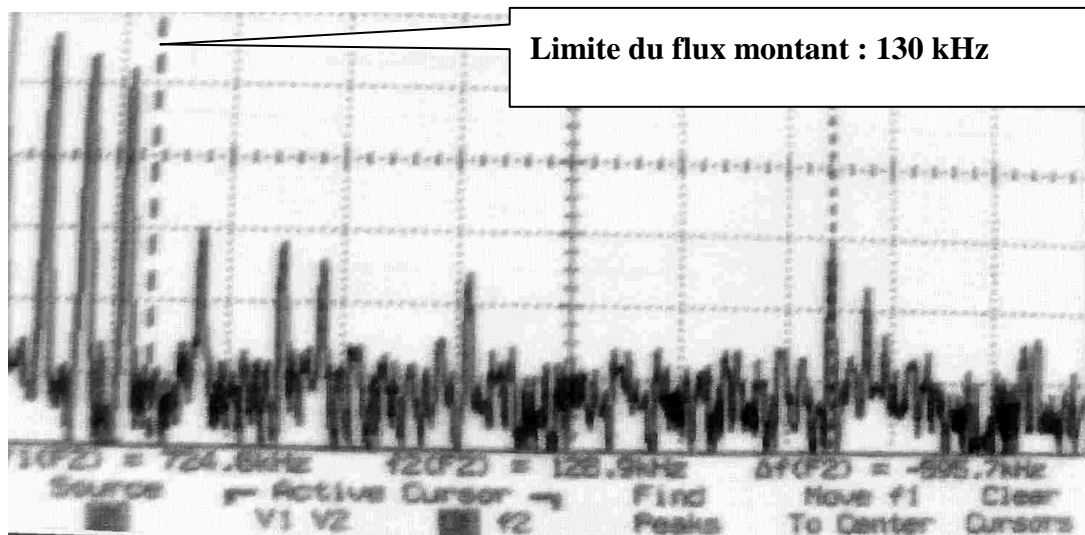
= 1104 kHz donc $F_e = 2208$ kHz

Par conséquent le cœur du modulateur exploite la fonction IFFT et le cœur du démodulateur exploite la fonction FFT.

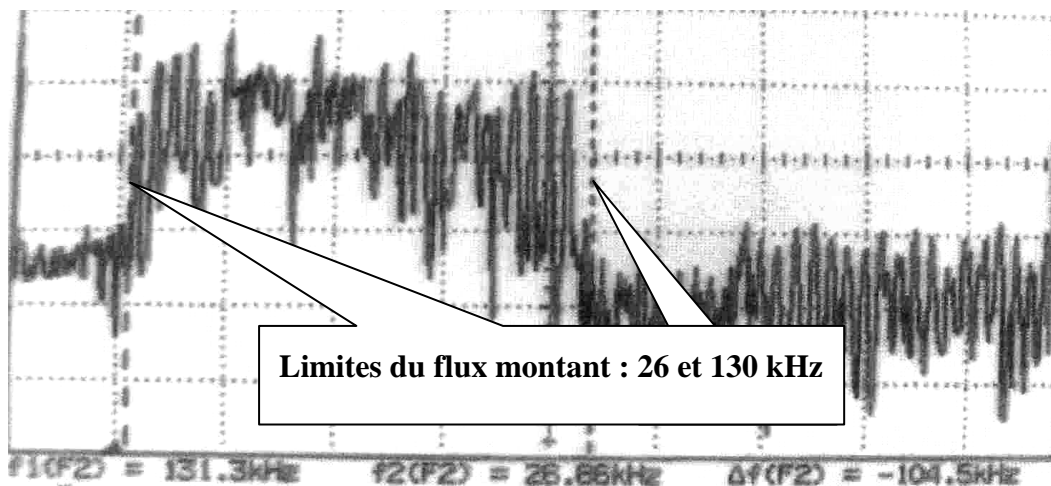
Il est important de noter que les deux algorithmes utilisent la même architecture intégrée dans le silicium, seul les signes des coefficients et la nature des échantillons sont permutés.

9-14 Les DSPM du signal ADSL vue chez l'abonné éloigné ~5 km.

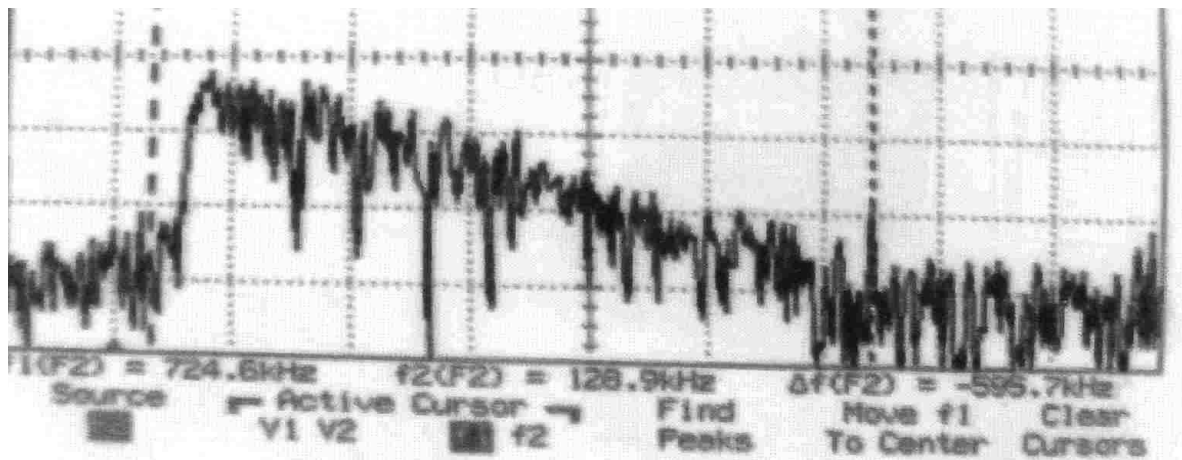
La synchronisation au moment de la connexion montrent les porteuses "appelantes" du flux montant, limité à ~ 130 kHz :



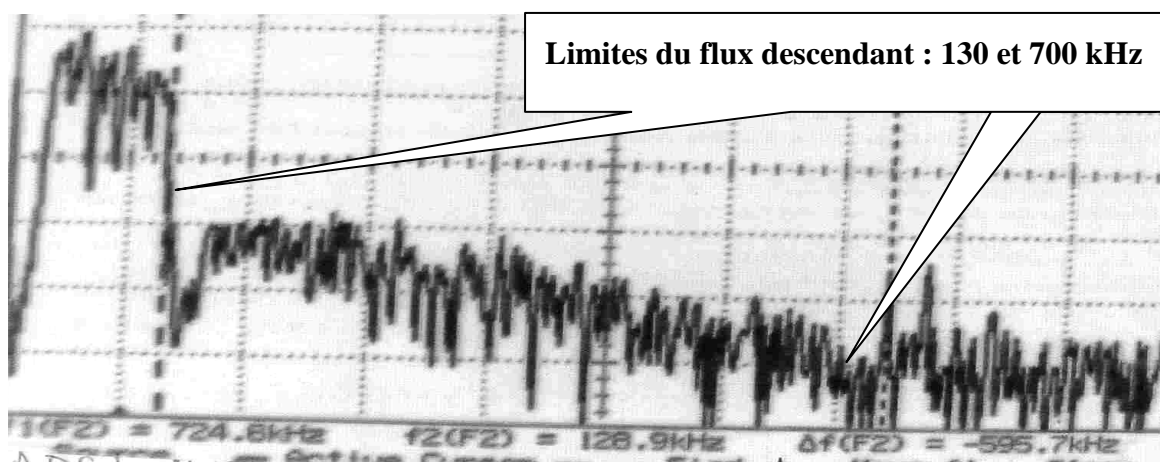
La phase normale de transmission montante : signal puissant, car local, limité à 130 kHz.



Le flux descendant limité entre 130 et 700 kHz compte tenu de la longueur de la ligne.



Enfin l'ensemble du spectre lors d'une session active dans les deux sens.



Noter la différence de niveau de DSPM (~ 25 dB) entre le signal local et le signal distant.

Il est rassurant de constater la ressemblance entre le spectre mesuré et la prévision simpliste de l'hypsogramme suggéré en 9-7.

9-15 Une autre application de la modulation OFDM : la télévision numérique terrestre hertzienne, dite TNT.

Pour la TNT, il s'agit de OFDM simple sans ajustement de la valence en fonction du rapport signal à bruit, contrairement à DMT pour ADSL.

Retour bref sur la télévision analogique terrestre et les canaux "tabous"..

Chaque programme de TV analogique est diffusé sur un canal de fréquence, organisé au pas de 8 MHz.

Canaux UHF	Porteuse image	Porteuse son	TNT Freq. Centrale				
21	471,25	477,75	474,00				
22	479,25	485,75	482,00	31	551,25	557,75	554,00
23 (1)	487,25	493,75	490,00	32 (4)	559,25	565,75	562,00
24	495,25	501,75	498,00	33	567,25	573,75	570,00
25	503,25	509,75	506,00	34	575,25	581,75	578,00
26 (2)	511,25	517,75	514,00	35 (5)	583,25	589,75	586,00
27	519,25	525,75	522,00	36	591,25	597,75	594,00
28	527,25	533,75	530,00	37	599,25	605,75	602,00
29 (3)	535,25	541,75	538,00	38 (6)	607,25	613,75	610,00
30	543,25	549,75	546,00	39	615,25	621,75	618,00

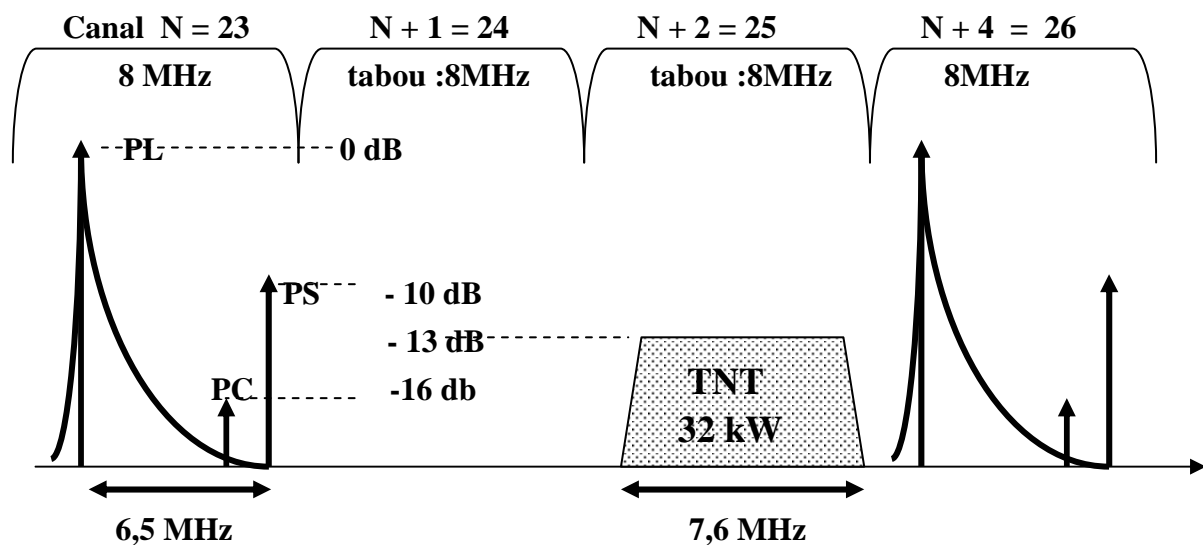
Dans la première colonne entre parenthèse et dans l'ordre les chaînes analogique du territoire.

FR2, FR3, TF1, la 5, TMC, M6.

Chaque canal comprend la **porteuse luminance** modulée en Modulation d'Amplitude à Bande Latérale inférieure Atténuée MABLA, puis la **porteuse couleur** éloignée de 4,45 MHz, et enfin la **porteuse son** distante de 6,5 MHz .

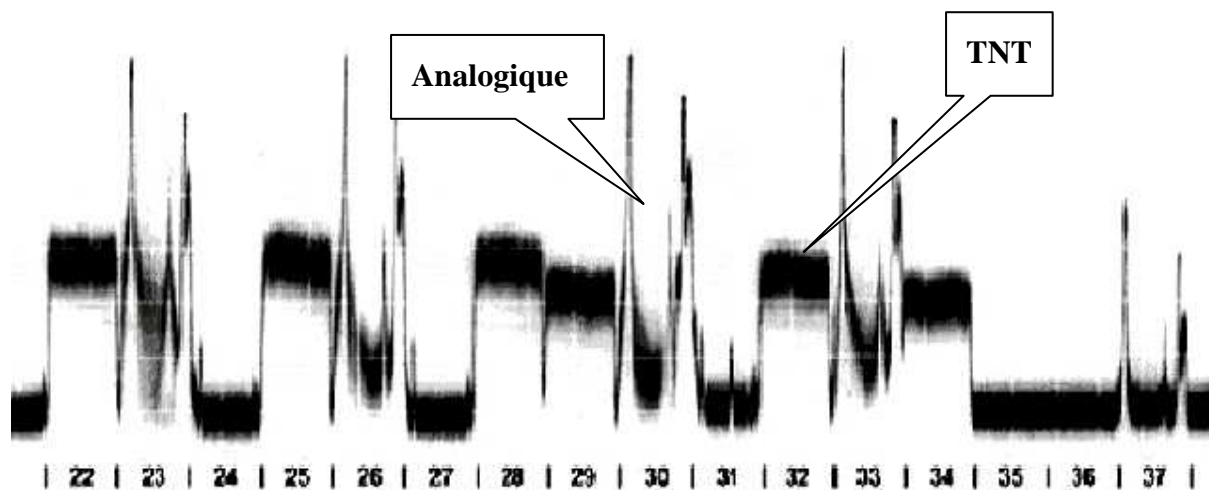
L'architecture (à changement de fréquence) du récepteur analogique, recevant le canal N, interdit l'utilisation des canaux $N + 1$, $N - 1$, $N + 4$, $N - 4$ dit canaux tabous.

Ainsi à Marseille Etoile la TV analogique utilise les canaux 23, 26, 29, 32, 35, 38. et les canaux TNT sont placé sur les canaux tabous 22, 25, 28, 30.



On constate que les canaux numériques modulés en OFDM (type IFFT/FFT 8K) ne perturbent pas le canal analogique adjacent. En effet la nature du signal OFDM, dont la puissance moyenne est répartie en DSPM constante sur environ 8 MHz, est un bruit blanc ne provoquant pas de distorsion dans le récepteur analogique, (contrairement à un canal adjacent analogique avec forte porteuse lumineuse).

L'écran suivant montre l'analyse spectrale des canaux UHF anglais vus sur un testeur d'antenne.



En conclusion la TNT peut s'insérer dans les canaux tabous sous condition de respecter le pas de 8 MHz.

9-16. Spécificité de la Télévision Numérique Terrestre pour la France.

Pour la TNT ou Digital Video Broadcast Terrestre DVB-T deux modèles existent, basée sur le nombre d'échantillons pris en compte dans l'architecture IFFT/FFT.

Pour la France le modèle 8K (P = 8192) a été choisi.

	Modèle 2K : FFT 2048	Modèle 8K : FFT 8192
Pas de fréquence $\Delta f = 1/T_s$ en Hz	4464	1116
Nb theo de porteuses B.Ts	2048	8192
Durée T_s du symbole μs	224	896
Intervalle de garde Δ	$T_s/32$ (en général) NB 1	$T_s/32$ (en général) NB 1
Nombre effectif de porteuses	1705	6817
Porteuses données	1512	
Porteuses pilote/signalisation	193	
Spectre total MHz	7,61	7,61
Période d'échantillon. $T_e \mu s$	0,11	0,11
Bande théorique B MHz	9,14	9,14
Modulation non hiérarchique	MAQ-64	MAQ-64
Pas des canaux en MHz	8	8
Rendement du code		2/3

(NB1 : hors Paris qui utilise un intervalle de garde Δ différent)

Une planification efficace conduit généralement à :

Sélectionner la constellation MAQ la plus étendue possible.

Minimiser le taux de codage (détection d'erreurs).

Réduire l'intervalle de garde au maximum. Sa détermination est néanmoins fixée par la

situation géographique des émetteurs (milieu urbain ou milieu rural).

C'est pourquoi une constellation 64 QAM et un taux de codage à 2/3 sont choisis pour la France, avec intervalle de garde minimum $\Delta = T_s/32$

Ces paramètres permettent un débit d'information total : 24,13 Mbits/s

Avec 6 canaux (ou multiplexes) pour la TNT en France

Avec 6 chaînes par multiplex (~ 4 Mbits/s par chaîne)

Soit un potentiel de 36 chaînes.

9-17 Notion de réseau mono fréquence SFN et d'intervalle de garde.

Les contraintes du plan de fréquence de la télévision analogique (canaux tabous) limitent à 7 le nombre de chaînes exploitable sur la France. La portée quasi à vue en bandes UHF oblige à multiplier le nombre d'émetteurs régionaux avec interdiction d'utiliser les mêmes canaux entre région limitrophes. En effet pour un récepteur en bordure d'influence de l'émetteur E1 et qui reçoit aussi le même programme de l'émetteur E2 plus distant, cela se traduit par la superposition de l'image de E1 avec celle de E2 retardée. L'écran donne une image accompagnée d'un "fantôme" qui suit sur le coté droit ! (voir la notion de multi trajet du chapitre 8).

Le problème est le même en téléphonie mobile pour chaque "tomette" de la couverture géographique. On se trouve alors limité par le nombre de canaux possibles.

Tout est simplifié si on associe à un programme ou une chaîne, une fréquence unique pour tout le territoire, c'est le principe du réseau à fréquence unique, dit SFN, qui remplacerait le principe du MFN trop contraignant. C'est le principe qui est adopté pour la couverture de la France en TNT, en exploitant les canaux tabous.

Mais alors chaque symbole OFDM de durée T_s sera reçu accompagné d'un symbole (ou plusieurs) "fantôme" retardé de $t = (d_1 - d_2)/V$.

Pour éviter la perturbation du kieme symbole par son successeur on laisse un temps mort de durée Δ , dit **intervalle de garde**, avant d'émettre le suivant. Cette technique permet de lutter contre l'Interférence Entre Symboles IES, principe déjà vu (chapitre 8) pour le support filaire.

Pour un symbole émis pendant T_s qui définit la rapidité de modulation $R_M = 1/T_s$ de toutes les porteuses OFDM, on obtient une **périodicité d'émission** des symboles T_{pe} supérieure à T_s .

$T_{pe} = T_s + \Delta$ Δ est une fraction de T_s qui peut être 1/4, 1/8, 1/16, 1/32

Plus l'intervalle de garde augmente, plus la distance de protection contre les émetteurs limitrophes augmente. Il est clair que ce faisant l'on réduit le débit binaire !

La réduction par rapport au débit théorique est dans le rapport $T_s / (T_s + \Delta)$.

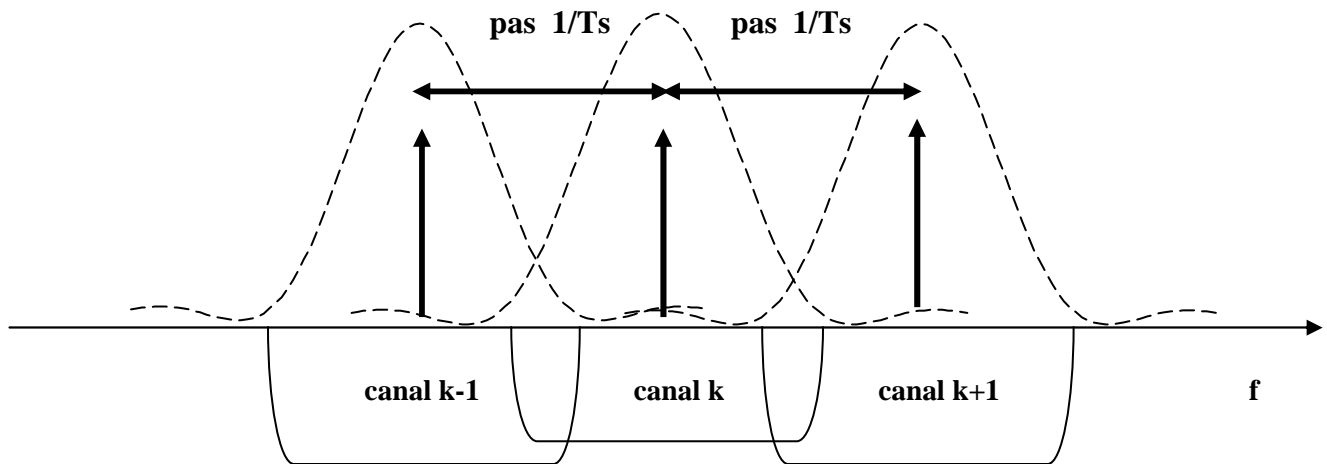
Voyons les conséquences sur l'organisation spectrale : **chaque porteuse occupe toujours sa place définie par le pas $1/T_s$.**

Mais l'intervalle de garde Δ allonge le temps T_{pe} qui sépare deux symboles successifs, par conséquent il en résulte une rapidité de modulation effective $RM = 1/T_{pe}$ réduite par rapport au pas de fréquence Δf qui est figé (1116 Hz ou 4×1116 Hz). L'occupation spectrale de chaque porteuse se trouve ainsi réduite dans le rapport Δ/T_{pe} .

Pour le canal numéro k la DSPM(f) en W/Hz est décrite par un profil classique de modulation MAQ, centré sur la fréquence k/T_{pe} :

$$DSPM(f) = \text{sincar} [\pi.(f - k/T_{pe})]^2 .$$

L'occupation spectrale est réduite à $2/T_{pe}$ au lieu de $2/T_s$.



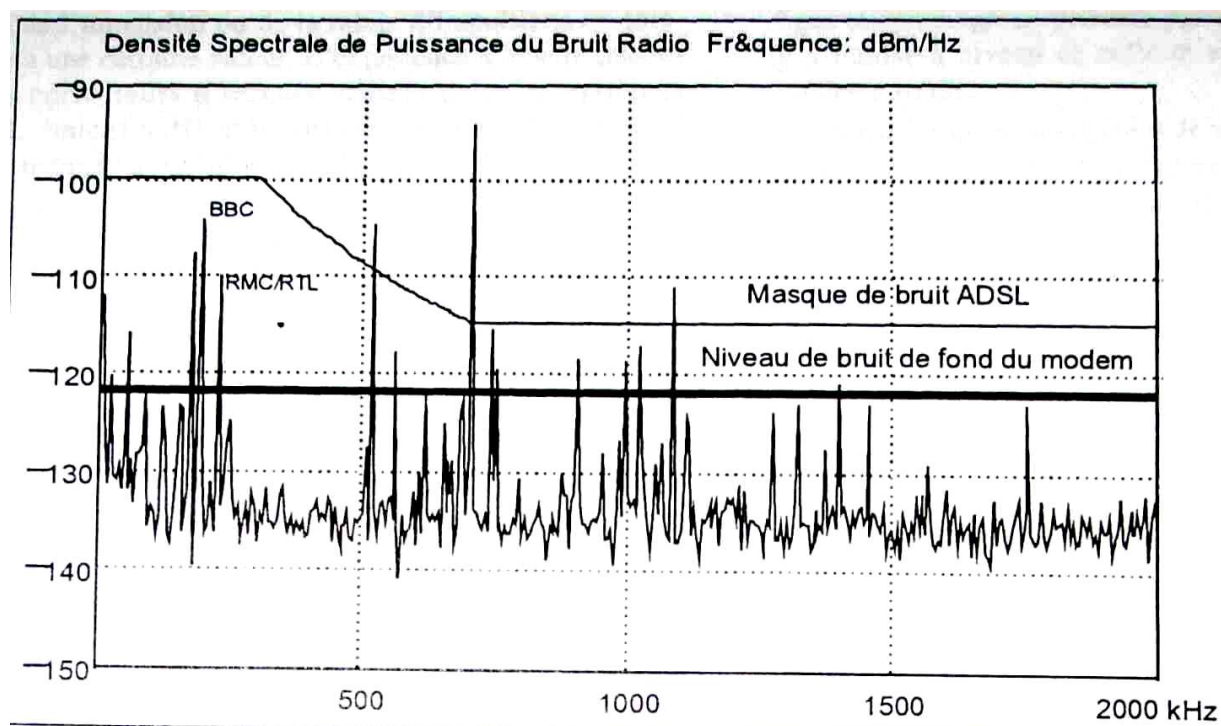
L'intervalle de garde défait quelque peu la belle ordonnance de l'orthogonalité des porteuses, mais permet l'exploitation de tous les émetteurs sur une fréquence unique pour tout le territoire, principe du réseau dit SFN.

9-18 Débit effectif en mode 8K pour différentiels intervalles de garde.

D/Ts	1/32	1/16	1/8	1/4
Débit Mbits/s	24,13	23,42	22,12	19,91

9-19 Annexes.

Les perturbateurs radioélectriques de la ligne d'abonné.



La partie analogique du modem ADSL : structure différentielle à fort niveau (0,1 W sur 100 Ω). Même fonctionnement que le duplexeur modem 56k avec suppression d'écho local, vu en chapitre 5.

