

# SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Martial Coulon

ENSEEIHT - Télécom-Réseaux - Electronique - SCR

Année 2007-2008

# Plan du cours

- Chapitre 1 : Introduction
- Chapitre 2 : Milieux de Transmission
- Chapitre 3 : Le Canal Radio
- Chapitre 4 : Procédés de Transmission
- Chapitre 5 : Modulations Numériques
- Chapitre 6 : Récepteur Optimal pour Canal Gaussien
- Chapitre 7 : Interférences Inter-Symboles et Egalisation

# Chapitre 1 : Introduction

- 1.1 Historique des télécommunications
- 1.2 Organismes de normalisation
- 1.3 Méthodes de transmission
- 1.4 Systèmes de communications sans fil
- 1.5 La chaîne de transmission

## 1.1 Historique des télécommunications

- 1837 : Samuel Morse : système de transmission de lettres de l'alphabet  
⇒ **Télégraphe** : Codage des lettres par pts et traits de longueurs différentes (correspondant à des durées différentes) en optimisant le temps de transmission ⇒ **Théorie de l'Information**
- 1864 : Equations de Maxwell: prédiction de l'existence d'ondes radio
- 1865 : 1<sup>ère</sup> conférence de l'**Union Télégraphique Internationale**  
⇒ développement des télécommunications sur le plan international
- 1870 : transmissions télégraphiques à longue distance (plusieurs milliers de km)
- 1874 : Invention du multiplexage temporel par Baudot
- 1876 : Graham Bell : brevet de système électrique de transmission du son  
⇒ **Téléphone**
- 1887 : Hertz : démonstration de l'existence des ondes radios

- 1891 : Premier commutateur téléphonique
- 1894 : Lodge : communications sans fils (sur 150m)
- 1901 : Marconi/Popov : **Radio**, transmission d'ondes radio longues distances
- 1902 : ⇒ première liaison radio point-à-point (US) : télégraphie sans fil
- 1906 : Fessenden : première transmission radio AM
- 1907 : Invention de la Triode : amplification analogique  
Téléphonie longue distance
- 1928 : Nyquist : Théorie de l'**échantillonnage**
- 1936 : Reeves : Pulse Code Modulation (PCM)  
⇒ Transmission numériques
- 1940 : techniques d'étalement de spectres (pour cryptage)
- 1947 : **Union Internationale des Télécommunications** (UIT)  
⇒ réglementation des télécommunications internationales
- 1948 : Invention du **transistor** ⇒ développement de l'électronique des télécoms

- 1948 : Shannon : Théorie de la **capacité du canal**
- 1958 : 1<sup>er</sup> satellite de communications (SCORE, orbite basse),
- 1962 : 1<sup>er</sup> cable 1.544 Mbits/s (USA, Bell)
- 1965 : 1<sup>er</sup> satellite géostationnaire de télécommunications (INTELSAT)
- 1966 : 1<sup>ères</sup> fibres optiques à faibles pertes  
⇒ début des hauts débits numériques
- 1970 : Autocommutateurs numériques (CNET)
- 1980 : MINITEL
- 1981 : NMT/AMPS : téléphones mobiles de 1<sup>ère</sup> génération (analogiques)
- 1988 : RNIS : Réseau Numérique à Intégration de Services  
(Numéris de France Télécom)
- 1991 : GSM/IS-54 : téléphones mobiles de 2<sup>ème</sup> génération (numériques)
- 1991 : Internet, World Wide Web

## 1.2 Organismes de Normalisation

### Internationale :

- UIT/ITU : Union Internationale des Télécommunications (<http://www.itu.ch>)

### Régionales :

- ETSI : European Telecommunication Standard Institute (<http://www.etsi.fr>)
- ANSI Committee T1 : American National Standard Institute, Committee T1 on Telecommunications
- TTC : Japanese Telecommunications Technology Committee

# 1. Union Internationale des Télécommunications (IUT)

---

Organisation sous l'égide de l'ONU

## Membres :

- Chaque état membre de l'ONU peut être représenté (en général par l'opérateur historique)
- Constructeurs
- Opérateurs de Réseaux
- Prestataires de services
- Organisations scientifiques et industrielles

## **2. European Telecommunication Standard Institute**

Organisation créée en 1988 sous l'égide de l'Union Européenne

**490 Membres de 34 nationalités :**

- Administrations
- Constructeurs
- Opérateurs de Réseaux
- Prestataires de services
- Utilisateurs
- toute organisation européenne démontrant son intérêt pour le développement des standards européens de télécommunications

# Exemples de normes européennes de diffusion

## DVB : *Digital Video Broadcasting*

Normes définies par l'ETSI pour la diffusion de télévision numérique

**Flux transportés** : audio/vidéo/données en norme de compression **MPEG2/MPEG4** (Motion Picture Exchange Graphics), combinés avec autres info pour permettre au décodeur de les séparer et d'assurer la synchro image/son

### DVB-C : (Câble - 1993)

- diffusion de télévision numérique
- canal de transmission le moins perturbant
- débit maximal : 38Mbps

### DVB-T : (Terrestre - 1997)

- canal hertzien terrestre fortement perturbé
- mêmes bandes que TV analogique (UHF)
- même système cellulaire que TV analogique
- débit de 30Mbps théorique (pratique : 5 à 20 Mbps)

**DVB-H** : (Hand - 2004) petits terminaux mobiles par batterie

Nouvelles contraintes par rapport à DVB-T :

- augmenter la durée d'utilisation des batteries
- accès au service lors de changements de cellule (utilisateurs nomades)
- flexibilité pour réception à différentes vitesses
- réception sur très petites antennes, avec fortes interférences
- utilisation de différentes bandes de fréquences (pour utilisation du matériel partout dans le monde)
- débits de 5 à 32 Mbps

---

**DVB-S** : (Satellite - 1993)

- transmission par satellites géostationnaires
- canal de transmission plus simple que DVB-T
- débits théoriques : 24 à 40 Mbps

**DVB-S2** : (Satellite - 2004)

- extension de DVB-T
- débits théoriques : 80 Mbps

**DVB-RCS** : (Return Channel Satellite - 1999)

- voie retour (utilisateur → station émettrice) pour interactivité
- réception par DVB-S, et transmission vers le satellite par la même antenne
- accès internet haut débit pour zones difficiles d'accès, non desservies par ADSL
- débit sur voie retour : 2Mbps en montant, 8Mbps en descendant
- autre possibilité : voie retour par RTC (56-64kbps ou par ADSL)

## 1.3 Méthodes de transmission

### Types de transmission :

- simplex : communication dans une seule direction (ex : télécommande)
- half-duplex : communication possible dans les 2 sens, mais pas simultanément (partage d'un même canal)
- full-duplex : communication dans les 2 sens simultanément, par séparation du canal de transmission

### Méthodes de Duplex :

- fréquentiel (FDD) : émission sur des bandes de fréquences différentes (ex : GSM sur canaux montant et descendant)
- temporel (TDD) : émission sur le même canal fréquentiel, à des instants successifs (*slots*). Utilisation récente pour applis wireless indoor sur zone très petite (temps de propagation faibles)

## Méthodes d'accès multiple :

- TDMA : les utilisateurs se partagent des intervalles de temps réguliers pour transmettre (ex : GSM)
- FDMA : les utilisateurs se partagent la bande de fréquence
- CDMA : chevauchement des utilisateurs en temps et fréquences, séparation des utilisateurs par attribution de codes orthogonaux
- SDMA : utilisation d'antennes multiples et polarisations différentes attribuées aux utilisateurs

# 1.4 Systèmes de communications sans fil

## 1.4.1 Systèmes de seconde génération (2G)

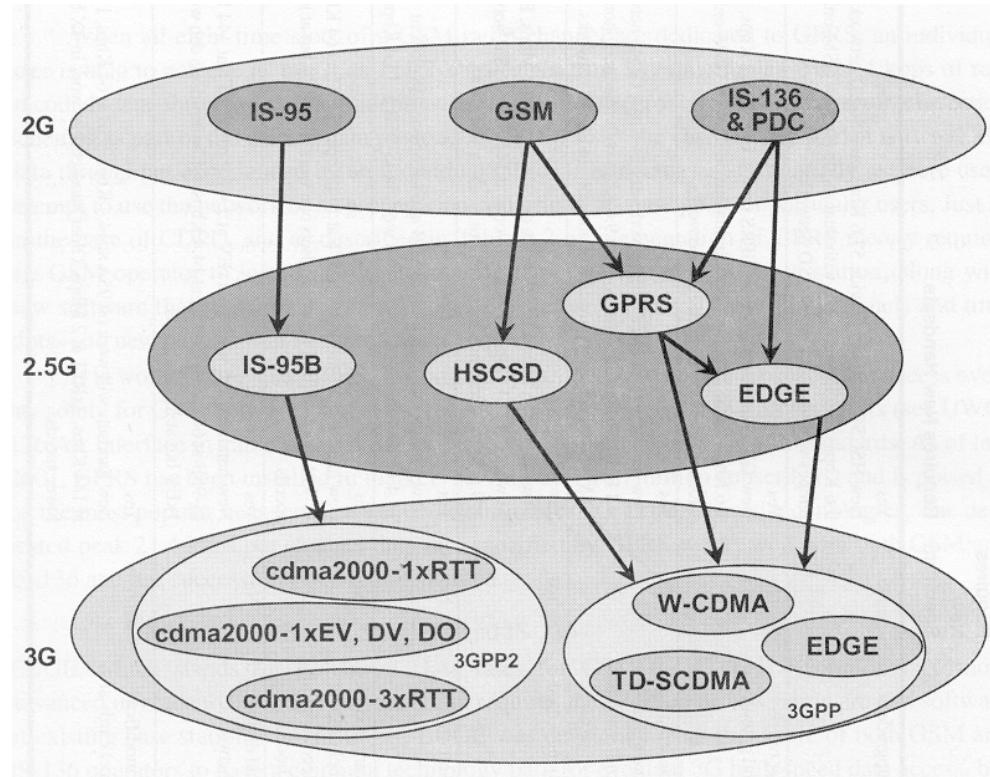
Systèmes cellulaires 2G : en TDMA/FDD (MF-TDMA) ou CDMA/FDD

**4 grands standards mondiaux :**

- **GSM** : mode TDMA, canaux 200kHz  
implantation : Europe (avec DCS 1800), Asie, Amérique du sud
- **IS-136** (ou NADC, ou USDC) : mode TDMA, canaux 30kHz  
implantation : Amérique du nord et du sud, Australie
- **PDC** : TDMA, similaire à IS-136  
implantation : Japon, Asie
- **IS-95** (ou CDMAone ou IS-95A) : mode CDMA 64users, canaux 1,25MHz  
implantation : Amérique du nord et du sud, Japon, Chine, Corée, Australie

	<b>cdmaOne, IS-95, ANSI J-STD-008</b>	<b>GSM, DCS-1900, ANSI J-STD-007</b>	<b>NADC, IS-54/IS-136, ANSI J-STD-011, PDC</b>
Uplink Frequencies	824-849 MHz (US Cellular) 1850-1910 MHz (US PCS)	890-915 MHz (Europe) 1850-1910 MHz (US PCS)	800 MHz, 1500 MHz (Japan) 1850-1910 MHz (US PCS)
Downlink Frequencies	869-894 MHz (US Cellular) 1930-1990 MHz (US PCS)	935-960 MHz (Europe) 1930-1990 MHz (US PCS)	869-894 MHz (US Cellular) 1930-1990 MHz (US PCS) 800 MHz, 1500 MHz (Japan)
Duplexing	FDD	FDD	FDD
Multiple Access Technology	CDMA	TDMA	TDMA
Modulation	BPSK with Quadrature Spreading	GMSK with $BT = 0.3$	$\pi/4$ DQPSK
Carrier Separation	1.25 MHz	200 kHz	30 kHz (IS-136) (25 kHz for PDC)
Channel Data Rate	1.2288 Mchips/sec	270.833 kbps	48.6 kbps (IS-136) (42 kbps for PDC)
Voice channels per carrier	64	8	3
Speech Coding	Code Excited Linear Prediction (CELP) @ 13 kbps, Enhanced Variable Rate Codec (EVRC) @ 8 kbps	Residual Pulse Excited Long Term Prediction (RPE-LTP) @ 13 kbps	Vector Sum Excited Linear Predictive Coder (VSELP) @ 7.95 kbps

## 1.4.2 Evolution 2G→2,5G



- systèmes intermédiaires avant mise en place des systèmes 3G
- utilisent la couverture des systèmes 2G
- peu de modifications de l'infrastructure 2G

### 3 grands systèmes 2,5G :

- **GPRS** (évolution de GSM) : applications à débit moyen de type multimédia (WAP, Internet) ; mêmes bandes et mêmes trames que GSM  
débit de parole en mode circuit à 10/13 kbits/s (temps réel)  
débit de données en mode paquets à 115 kbits/s (non temps réel)
- **EDGE** (évolution de GSM) : applications haut débit type multimédia  
mêmes caractéristiques spectrales que GSM, mais débit augmenté (384 à 473 kbits/s)
- **IS-95B** (évolution de IS-95) : débit pratique de 64kbits/s pour chaque utilisateur  
utilisé sur les marchés CDMA congestionnés

### 1.4.3 Systèmes de troisième génération (3G)

**Services 3G** : pas d'interface unique et mondiale, mais ensembles de systèmes avec interfaces ± compatibles

Applications multimédia : voix, musique, images, données, sessions Web en couverture mondiale (ou continentale)

Plan formule par l'ITU en 1995 pour développer les systèmes haut débit dans la bande 2GHz via Internet ⇒ "International Mobile Telephone 2000" (IMT-2000)

Deux grandes organisations :

- **3GPP** : standards CDMA basés sur une compatibilité avec GSM et IS-136/PDC
- **3GPP2** : standards CDMA2000 basé sur compatibilité avec IS-95

---

**Systèmes 3GPP** : projet UMTS développé à partir de 1996 par l'ETSI (pour l'interface radio), repris depuis 1998 par d'autres partenaires aux US, Japon, Corée  
Objectifs :

- développer une meilleure couverture radio
- augmenter le nombre d'abonnés par unité de surfaces
- améliorer la convergence fixe/mobile
- promouvoir service 3G via Internet

**UTRA** : 2 modes d'accès multiple : W-CDMA en mode FDD (pour couverture large zone), et TD-CDMA en mode TDD (applis cordless indoor), avec prédominance de W-CDMA ( $\Rightarrow$  "UMTS" = "W-CDMA")

- Débit jusqu'à 2048 Mbits/s en stationnaire, jusqu'à 8 Mbits/s espéré pour futures versions
- Bande allouée en W-CDMA : 5 MHz minimum  
 $\Rightarrow$  changement complet de l'équipement RF  $\Rightarrow$  installation mondiale lente (utilisation ds un premier temps de terminaux bimodes ou trimodes)

## Systèmes 3GPP2 :

Système CDMA200 : évolution compatible de IS-95A et IS-95B, avec objectifs identiques à 3GPP

- canaux de 1,25MHz  $\Rightarrow$  pas de réallocation de spectre
- systèmes basés sur MC-CDMA, différents suivant le nb de porteuses/user :
  - CDMA200 1xRTT : 1 seul canal de 1,25MHz, débit de 144 kbps
  - CDMA2000 1xEV-DO (Data Only) : jusqu'à 2,4 Mbps
  - CDMA2000 1xEV-DV (Data+Voice) : 144 kbps et 2 fois plus de canaux que IS-95B
  - CDMA2000 3xRTT : 3 canaux de 1,25MHz utilisé simultanément par user.
    - canaux adjacents : bande de 3,75 MHz (nouveau hardware RF)
    - canaux non-adjacents : (pas besoin de nouveau hardware RF)
    - Débits > 2Mbps (comme W-CDMA)

Air Interface	Mode of Operation	Duplexing Method	Key Features
<b>cdma2000</b> US TIA TR45.5	Multi-Carrier and Direct Spreading DS-CDMA a $N = 1.2288$ Mcps with $N = 1, 3, 6, 9, 12$	FDD and TDD Modes	<ul style="list-style-type: none"> <li>Backward compatibility with IS-95A and IS-95B. Downlink can be implemented using either Multi-Carrier or Direct Spreading. Uplink can support a simultaneous combination of Multi-Carrier or Direct Spreading.</li> <li>Auxiliary carriers to help with downlink channel estimation in forward link beamforming.</li> </ul>
<b>UTRA</b> (UMTS Terrestrial Radio Access) ETSI SMG2	DS_CDMA at Rates of $N \times 0.960$ Mcps with $N = 4, 8, 16$	FDD and TDD Modes	<ul style="list-style-type: none"> <li>Wideband DS_CDMA System.</li> <li>Backward compatibility with GSM/DCS-1900.</li> <li>Up to 2.048 Mbps on Downlink in FDD Mode.</li> <li>Minimum forward channel bandwidth of 5 MHz.</li> <li>The collection of proposed standards represented here each exhibit unique features, but support a common set of chip rates, 10 ms frame structure, with 16 slots per frame.</li> <li>Connection-dedicated pilot bits assist in downlink beamforming.</li> </ul>
<b>W-CDMA/NA</b> (Wideband CDMA) North America USA T1P1-ATIS			
<b>W-CDMA/Japan</b> (Wideband CDMA) Japan ARIB			
<b>CDMA II</b> South Korea TTA			
<b>WIMS/W-CDMA</b> USA TIA TR46.1			
<b>CDMA I</b> South Korea TTA	DS-CDMA at $N \times 0.9216$ Mcps with $N = 1, 4, 16$	FDD and TDD Modes	<ul style="list-style-type: none"> <li>Up to 512 kbps per spreading code, code aggregation up to 2.048 Mbps.</li> </ul>
<b>UWC-136</b> (Universal Wireless Communications Consortium) USA TIA TR 45.3	TDMA - Up to 722.2 kbps (Outdoor/Vehicular), Up to 5.2 Mbps (Indoor Office)	FDD (Outdoor/Vehicular), TDD (Indoor Office)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Backward compatibility and upgrade path for both IS-136 and GSM.</li> <li>Fits into existing IS-136 and GSM.</li> <li>Explicit plans to support adaptive antenna technology.</li> </ul>
<b>TD-SCDMA</b> China Academy of Telecommunication Technology (CATT)	DS-CDMA 1.1136 Mcps	TDD	<ul style="list-style-type: none"> <li>RF channel bit rate up to 2.227 Mbps.</li> <li>Use of smart antenna technology is fundamental (but not strictly required) in TD-SCDMA.</li> </ul>
<b>DECT</b> ETSI Project (EP) DECT	1150-3456 kbps TDMA	TDD	<ul style="list-style-type: none"> <li>Enhanced version of 2G DECT technology.</li> </ul>

## 1.4.4 Réseaux locaux sans fil (WLAN)

**LAN** : partage de ressources entre équipements sur une surface de quelques dizaines ou centaines de  $m^2$  (ex: Ethernet, IEEE802.3, IEEE802.5 (token-ring), IEEE802.4, WLAN,...)

Applications WLAN : particuliers (Bluetooth,Wi-Fi), hôpital, autoroutes, F1,...

**Norme IEEE802.11** : norme de référence pour WLAN, spécifie couche physique et couche MAC

- 802.11a : bande 5GHz
- 802.11b : bande autour de 2,4GHz (Wi-Fi)

**Standards HIPERLAN** : standards de communications numériques à haut débit

- bandes 5,15-5,3GHz et 17,1-17,3GHz
- décrivent l'interface air et la couche physique, mais pas la totalité des couches

- 
- permettent l'inter-opérabilité entre différents réseaux ( $\Rightarrow$  indépendants des applis)

## Différents standards :

- HIPERLAN1 : bande 5,15-5,3GHz, 5 fréquences porteuses maxi
- HIPERLAN2 : accès sans fil de courte portée ( $\approx 150m$ ) aux réseaux IP, Ethernet, UMTS,...
  - Bande autour de 5,2GHz, de largeur 100 MHz
  - Débit plus important que UMTS "standard" (grâce à OFDM), mais vitesse limitée à 10m/s
  - pas de planification de fréquences, allocation automatique des fréquences par les pts d'accès à l'intérieur de la zone de couverture (sélection d'un canal disponible par écoute des autres pts d'accès)
- HIPERaccesss : standard européen pour Broadband Radio Acces Networks (BRAN), système WLL  
Bande 40,5-43,5 GHz

- HIPERlink : connexion HIPERLAN/HIPERAccess à 155 Mbps sur quelques m.

**Bluetooth et HomeRF** : connexion d'équipements sans fil sur quelques m ou quelques dizaines de m.

Norme DECT, bande autour de 2,4GHz

- HomeRF : portée de 300m maximum, émission de 100mW
- Bluetooth : liaison PC/souris/PDA/...

	Bluetooth	HomeRF
Plage de fréquence en MHz	2 402 - 2 480 varie selon le pays	2 404 - 2 478
Mode d'accès/duplexage	TDMA (paquets)/TDD	TDMA (paquets)/TDD
Modulation	GFSK	2-FSK ou 4-FSK
Débit binaire brut des bursts en $\text{kbit}\cdot\text{s}^{-1}$	$1 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$	1 ou $2 \text{ Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$
Espacement des canaux	1 MHz	1 MHz
Codage de parole $\text{kbit}\cdot\text{s}^{-1}$	64	32
Débit binaire des données en $\text{kbit}\cdot\text{s}^{-1}$	721 en mode half duplex	800 ou 1 600
Puissance d'émission en mW	1 (ou 100)	100 (ou 1)

## 1.4.5 Boucle Locale Radio (BLR/WLL)

Réseaux fixes fournissant un accès radio aux réseaux téléphonique public

Avantages :

- facilité et rapidité de déploiement du réseau ( $\Rightarrow$  pays à faible infrastructure fixe)
- large gamme de fréquences  $\Rightarrow$  offres de débits et utilisateurs simultanés plus nombreuses
- Bande 1,9-3,4GHz : accès de type Numéris , bas débits multiples de 64 kbps
- Bande 10,5-26GHz : débit de 2 Mbps
- 28-40GHz : débit de l'ordre du Gbps

Pour  $f > 28GHz$ , largeurs de bande très grandes, et utilisation possible d'antennes directionnelles à gains élevés : proche d'une liaison optique, càd communication possible ssi vue directe entre émetteur et récepteur  $\Rightarrow$  zones rurales ou sub-urbaines

---

## Systèmes MMDS :

système de diffusion de bouquets TV par voie hertzienne (unidirectionnelle en voie descendante)

Bandes 2,4-2,6GHz ( $\Rightarrow$  33 canaux de 6MHz)

Cellules de 50 à 60 km de rayon

Pas d'atténuation par molécule d'eau à ces fréquences ( $\Rightarrow$  bon fonctionnement par intempéries)

---

## Systèmes LMDS :

Communication point/multi-point sans fil large bande

Bandes 23-31GHz, largeur 150, 400, 1000 ou 1500 MHz

Comm. bilatérale de voix, données, vidéo, Internet

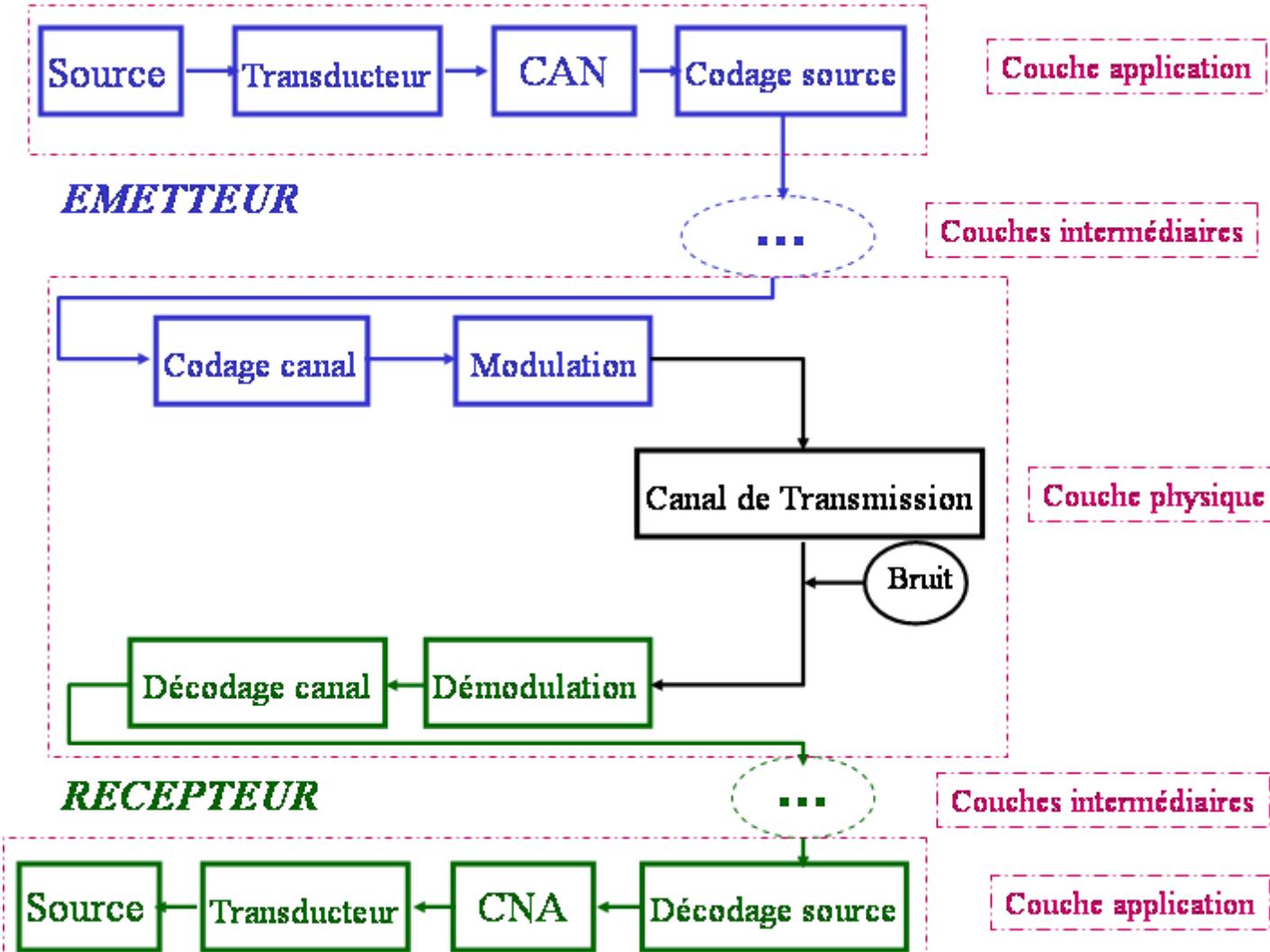
Débits de 64kbps à 8Mbps (sur 5 à 6 km)

Local : une dizaine de km maxi pour ce type de fréquences

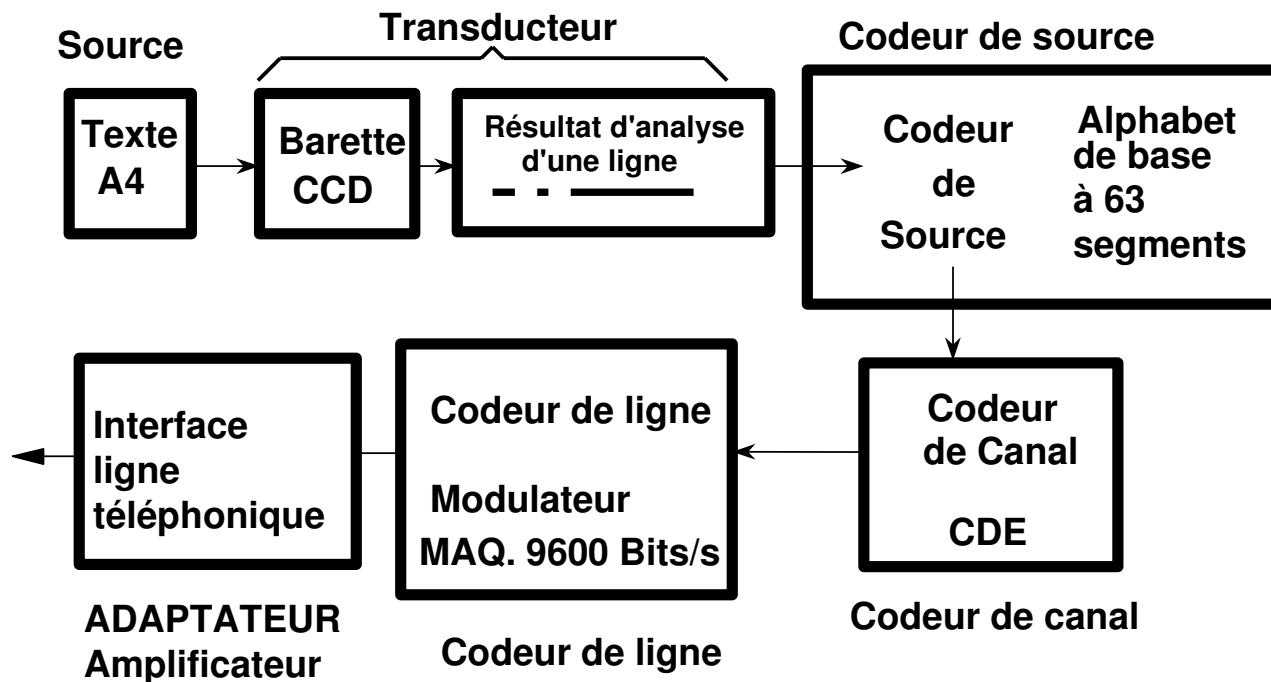
Multipoint : pour signal aller descendant (Emetteurs vers utilisateurs), signal retour en point-à-point

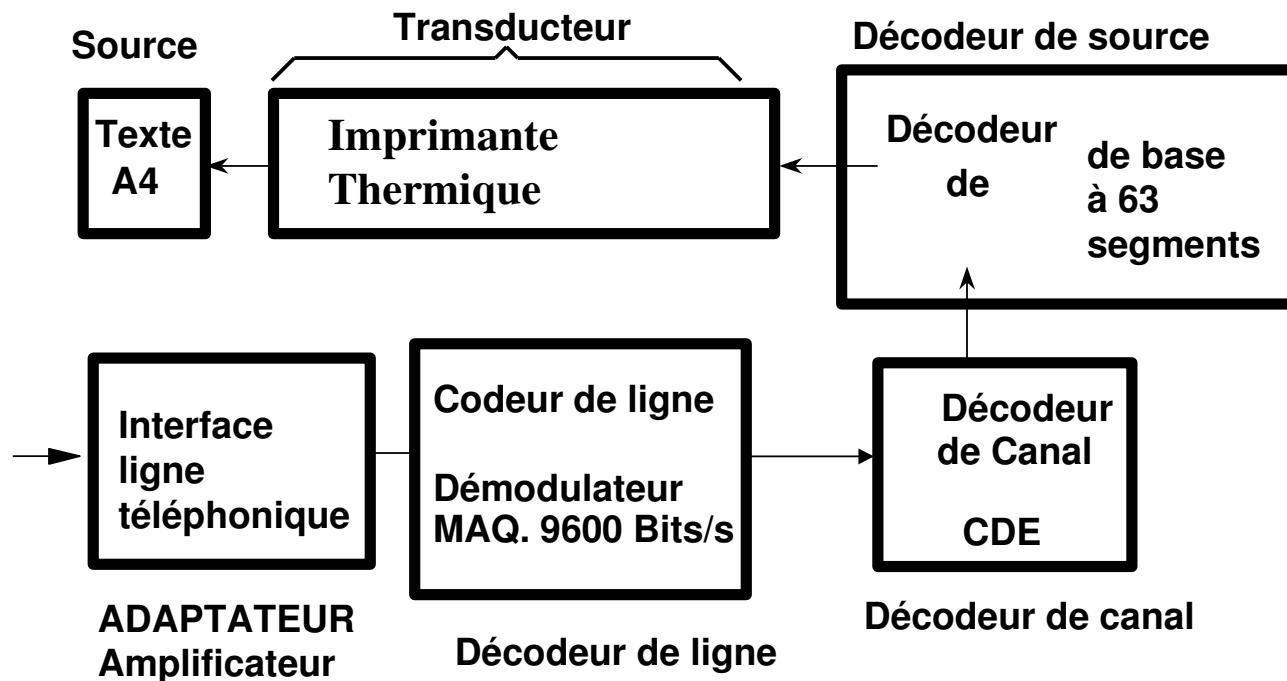
Distribution : voix, données, vidéo, Internet

# 1.5 La chaîne de transmission



# Exemple : principe du fax





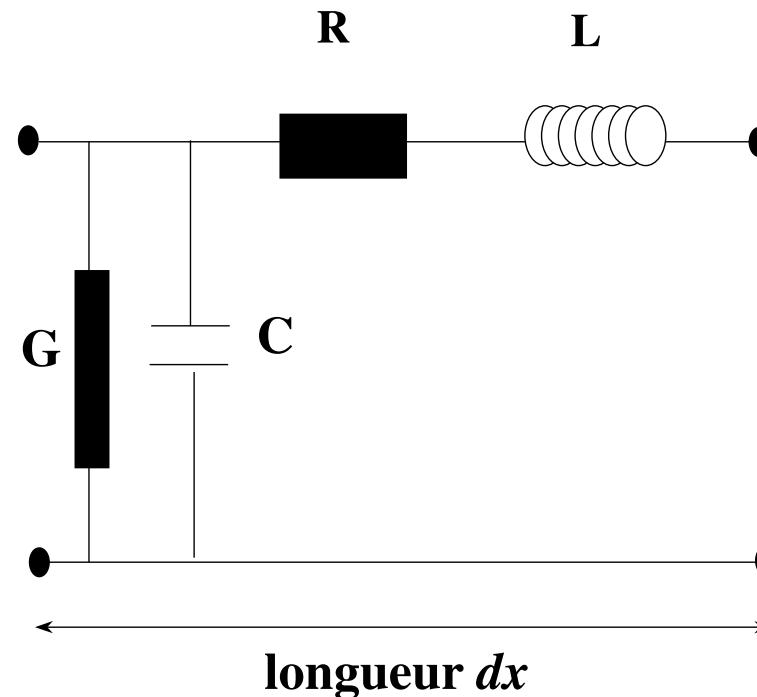
# Chapitre 2 : Milieux de Transmission

- 2.1 avec support physique
- 2.2 sans support physique

## 2.1 Avec support physique

### 1. Lignes de Transmission

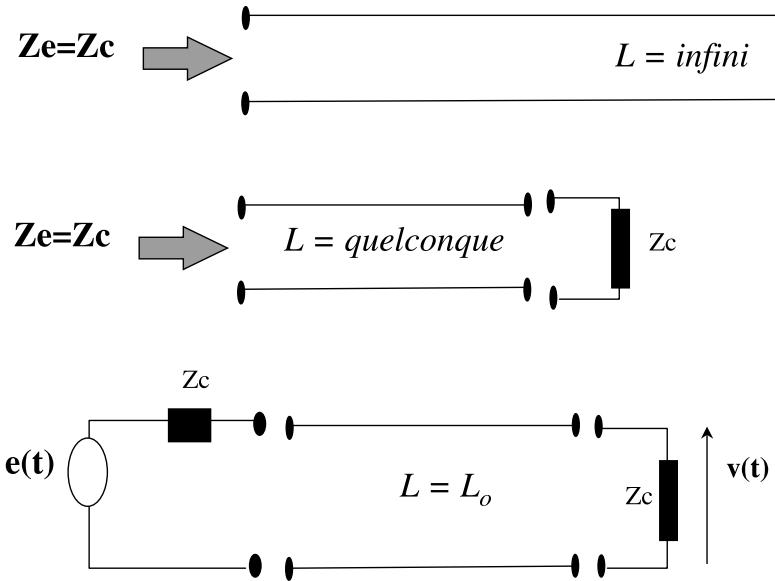
Modèle RLC d'un élément de longueur  $dx$  :



*Exemple de paramètres linéïques pour une paire cuivre symétrique :*

---

- $R = 0.278\Omega/m$  ;
- $C = 35nF/km$
- $L = 0.7mH/km$
- $G = \omega C \tan(\delta)$  où  $\delta$  est l'angle de perte du diélectrique (isolant entre les 2 fils)  
 $\delta = 2.10^{-4}$  pour les isolants classiques  $\Rightarrow G \ll C\omega$



- $e(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  ;
- $v(t) = \exp(-\alpha L_0) \cos(2\pi f_0 t - \beta L_0)$  ;
- atténuation =  $\exp(-\alpha L_0)$  ;
- déphasage =  $-\beta L_0$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$$
$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

avec

$\alpha$  : affaiblissement linéïque (en  $dB/km$ )

$\beta$  : déphasage linéïque (en  $rad/km$ )

Pour  $R \gg \omega L$  :

$$Z_c \approx \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \exp(-j\pi/4)$$

$|Z_c|$  proportionnel à  $\frac{1}{\sqrt{f}}$

$\text{phase}(Z_c) \rightarrow -\pi/4$

$$\gamma = \sqrt{jR\omega C} = \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}(1 + j)$$

$\alpha = \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$  proportionnel à  $\sqrt{f}$

$\beta = \sqrt{\frac{R\omega C}{2}}$  proportionnel à  $\sqrt{f}$

**Conséquences :**

- impédance difficile à synthétiser (dépend de  $f$ ) ;
- canal avec distorsion (il faudrait  $\alpha$  indépendant de  $f$ , et  $\beta$  proportionnel à  $f$ ).

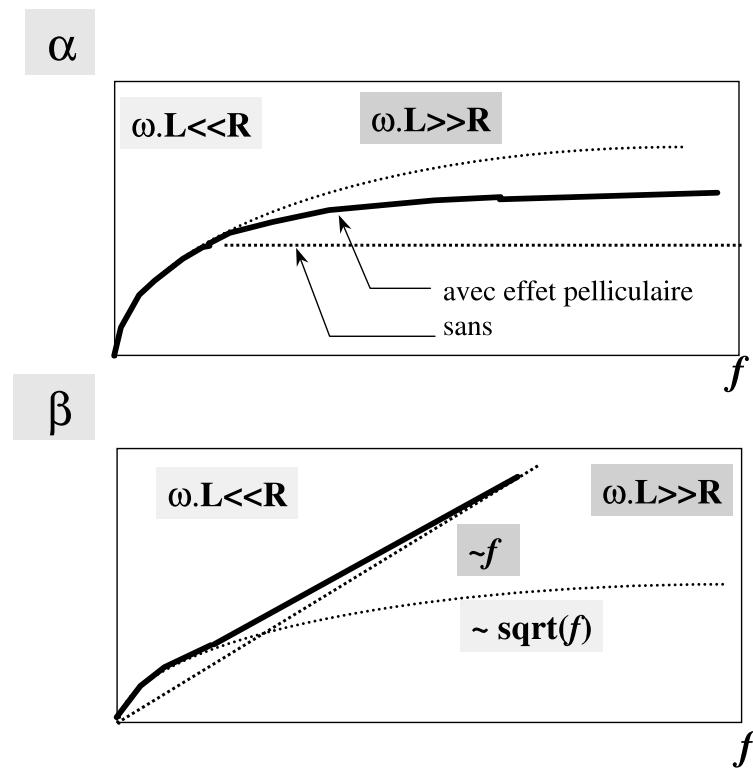
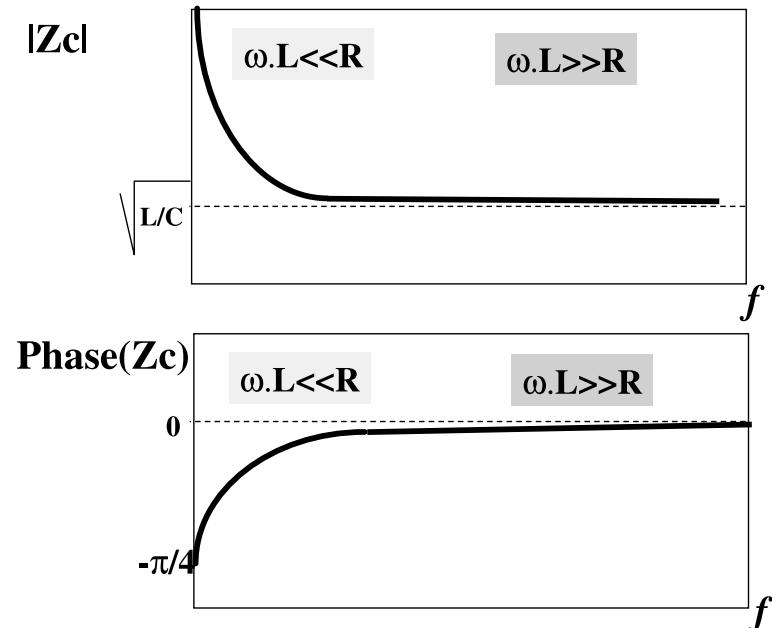
**Pour  $R \ll \omega L$  :**

$Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$  réelle pure et constante par rapport à  $f$

$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$  constant par rapport à  $f$  (si pas d'effet pelliculaire)

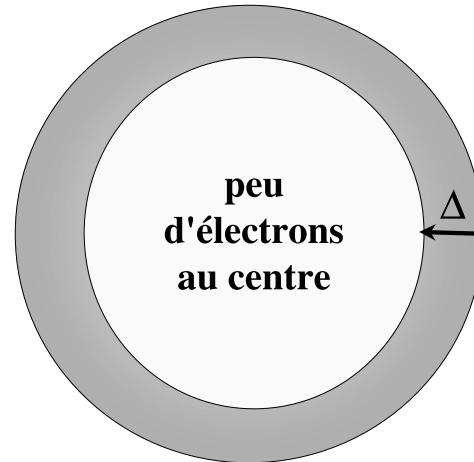
$\beta = \omega \sqrt{LC}$  proportionnel à  $f$

**Conséquences :** canal (quasi) parfait



---

## Effet Pelliculaire :



épaisseur de la "peau" :

$$\Delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$$

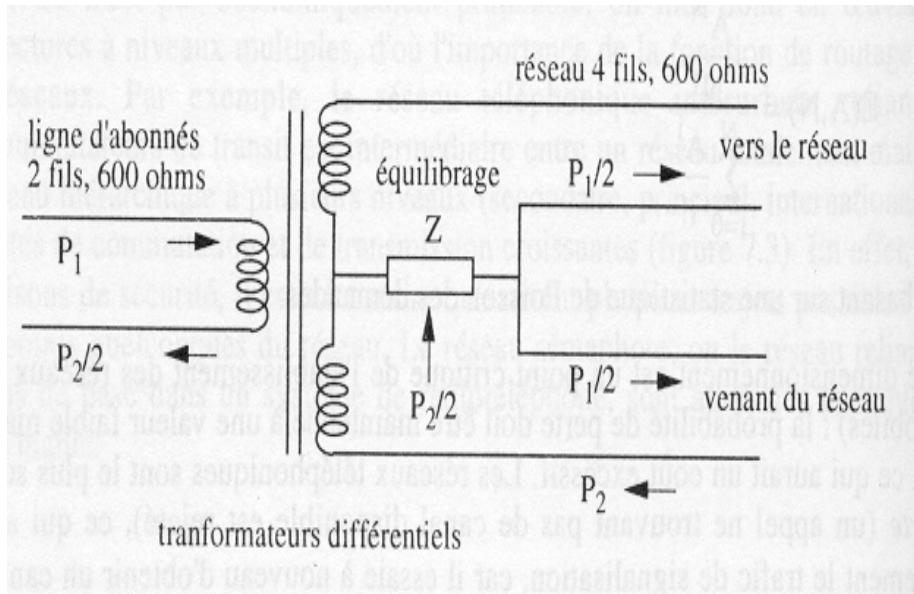
avec :

- $\rho$  : résistivité du cuivre ( $= 17.5n\Omega/m$ )
- $\mu$  : perméabilité ( $= 4\pi 10^{-7} H.m$  pour le cuivre)
- $f$  : fréquence en  $Hz$

Finalement :  $R$  est proportionnel à  $\sqrt(f)$

## 2. Câbles électriques à Paires Torsadées

- 2 fils de cuivre de diamètre 0.4 à 1.5 mm isolés enroulés en hélice autour d'un axe
- paires blindées (STP : Shielded Twister Pair) ou non-blindées (UTP : Unshielded TP)
- téléphone public ou usagers de réseaux privés
- sur lignes téléphoniques d'abonnés : 1 seule paire pour signaux se propageant sur les 2 sens ⇒ **transmission 2 Fils (2F)**, plus économique : pas de pb pour signaux de parole, mais pbs d'échos en transmission numérique
- **transmission 4 Fils (4F)** : utilisation de 2 paires différentes regroupées en *quarte* pour éviter les échos ou insérer des amplificateurs



- Bandes passantes de plusieurs kHz en analogique à plusieurs centaines de kHz en numérique (avec *égalisation*)
- Pour BP plus grandes, importants pbs d'atténuation, de distorsion, et de diaphonie  $\Rightarrow$  égalisation adaptative, annulateur d'écho, transmission sur courtes distances
- transmission de signaux analogiques ou numériques sur plusieurs dizaines de

---

## km sans amplification/regénération

- support peu coûteux très largement installés, en téléphonie comme en réseaux informatiques
- débits binaires de quelques dizaines de kbits/s sur quelques dizaines de km à quelques Mbits/s sur quelques km, jusqu'à 622 Mbits/s à très courtes distances
- Utilisations :
  - Transport de la parole (jusqu'à 2688 paires dans un câble)
  - Multiplex numériques TDMA
    - ⇒ 2048 Mbits/s en Europe, répéteurs tous les 1800 m
    - ⇒ 6312 Mbits/s aux USA, répéteurs tous les 2.3 miles
  - RNIS débit de base 2B+D :  $2 \times 64\text{ kBits/s} + 16\text{ kBits/s}$  sur des distances de quelques km (différent du RNIS large bande sur fibre optique, de débits 155 à 622Mbps)
  - LAN : 10 à 100 Mbits/s sur quelques centaines de mètres
  - xDSL (Digital Subscriber Line)

Dans la bande téléphonique, on a généralement  $R \gg L\omega$  :

- ⇒ atténuation linéïque proportionnelle à  $\sqrt(f)$
- ⇒ déphasage linéïque proportionnelle à  $\sqrt(f)$
- ⇒ **distorsion** du signal

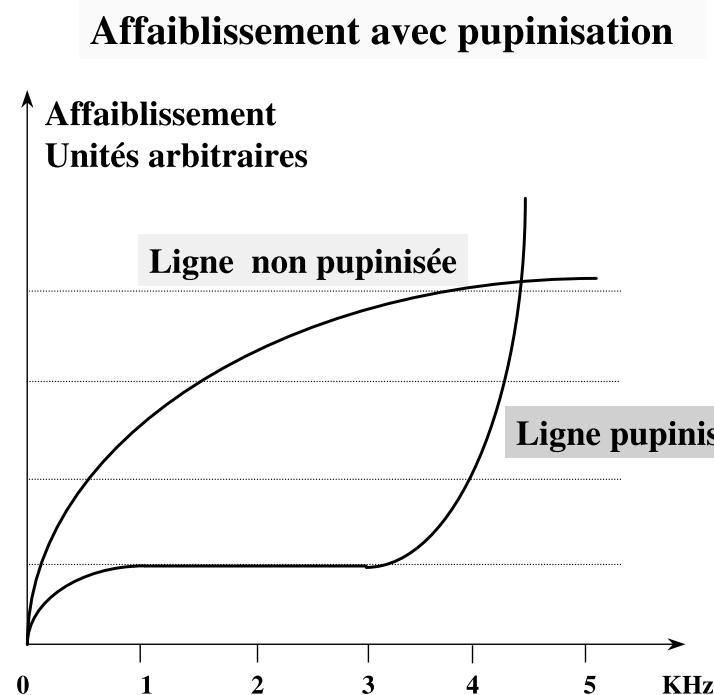
Exemple de valeurs des paramètres :

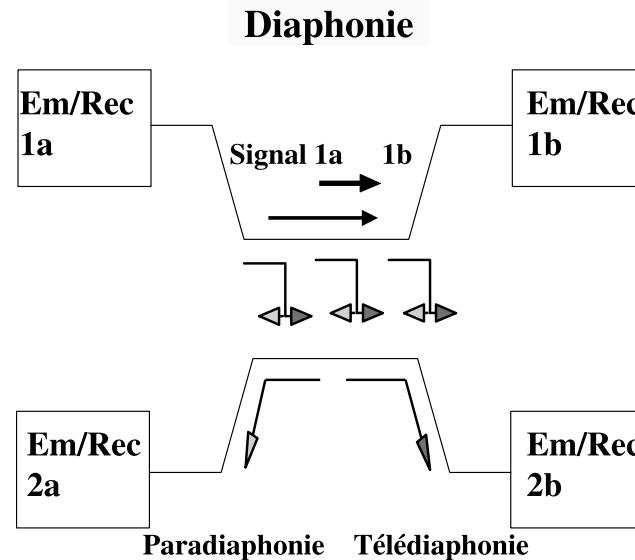
- $R = 267\Omega/km(0.4mm), 66.8\Omega/km(0.8mm), 19.8\Omega/km(1.5mm)$  ;
- $C = 35nF/km$  (peu dépendant du diamètre)
- $L = 0.7mH/km$  (peu dépendant du diamètre)

**Solution :** *pupinisation* des lignes téléphoniques, c-à-d ajout d'une bobine de  $88.5mH$  tous les 1830 mètres.

⇒ augmentation de  $L$

⇒ atténuation pratiquement constante dans la bande  $300/3400Hz$ .





**Paradiaphonie** : propagation du signal sur les lignes adjacentes

- indépendante de la longueur des lignes communes
- croît si la fréquence augmente (+15dB par décade)

**Télédiaphonie** : propagation du signal sur les lignes adjacentes

- croît si la longueur des lignes communes augmente
- croît si la fréquence augmente (+15dB par décade)

---

## Conséquences :

- phénomène peu gênant pour la parole (basses fréquences)
- phénomène gênant pour les transmissions hautes fréquences (données) type ADSL, car risque de brouillage

## Circuit "fantôme" :

Objectif : créer une ligne "virtuelle" pour ne pas à avoir rajouter une ligne physique si on veut rajouter un abonné

Principe : ajouter des transformateurs différentiels

## 3. Lignes et terminaux téléphoniques

### Liaison d'abonné :

- chemin d'accès de l'utilisateur vers/depuis le réseau téléphonique. Comprend :
  - le terminal : téléphone, modem, Minitel, fax, répondeur
  - la ligne : paires symétriques en 2F (liaisons radio dans certains cas)
  - jonction d'abonné : au niveau du central de raccordement  $\Rightarrow$  interface liaison/réseau, alimentation électrique, surveillance

- 
- utilisation d'un terminateur au pt de raccordement au réseau (numérique), à base de transformateurs différentiels, qui permet la séparation des sens de transmission et l'équilibrage de l'impédance de la ligne : transformation 2F/4F
  - actuellement, réseau téléphonique largement numérisé, sauf les liaisons d'abonnés encore largement analogiques (exceptés les abonnés au RNIS)
  - les paires symétriques transportent jusqu'à 192 kbps (accès de base), et jusqu'à 2Mbps (sur faibles distances)
  - utilisation de plus en plus courante des technologies xDSL

## Poste téléphonique :

- ligne : amène une tension continue -48V (Europe) qui téléalimente le poste.  
Poste raccroché = ligne ouverte.  
Décrochage : fermeture de la ligne et circulation d'un "courant de boucle" détecté par la jonction d'abonné ( $\Rightarrow$  "boucle locale")  
Raccrochage : détecté de la même façon.  
Numérotation : basée sur réouvertures de ligne (ancienne méthode), de plus en plus remplacée par les paires de fréquences vocales (plus rapides, permettent

d'utiliser le clavier comme terminal télématique)

- sonnerie : placée avant interrupteur, activée par courant 25/50Hz envoyé par central en cas d'appel
- microphone : à charbon (ancien type), à électret (nouveau type, pour nouveaux fixes, ou portables)
- écouteurs : reçoivent un signal alternatif qui fait vibrer une membrane.
- thermistance : compensation du niveau sonore par rapport à l'atténuation due aux distances (1 dB/km)

## 4. Transmission de données sur réseau téléphonique

---

Réseau téléphonique existant mal adapté a priori à la transmission de données, mais réseau existant très dense

**Pb** : transmettre données sur lignes analogiques où 3kHz sont utilisables a priori

**Solution** : utilisation de modems

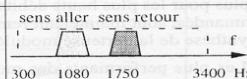
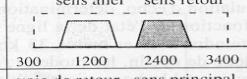
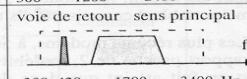
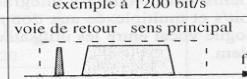
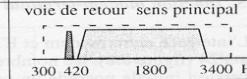
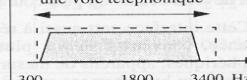
**Modem** : interface entre le terminal et le réseau d'accès permettant de transférer des données

## Rôle :

1. adapter les signaux entrant et sortant (càd traduction de signaux binaires en signaux à fréquences vocales, et vice-versa)
2. fonctions complémentaires pour permettre le dialogue entre les terminaux en présence en prenant en compte les distorsions du canal (le réseau d'accès)

Modems normalisés par l'ITU-T (ex-CCITT), avec spécifications :

- des débits : de 200 bps pour les premiers modems, jusqu'à 56 kbps pour V42 et V90. Débits bien supérieurs pour xDSL
- du mode : full-duplex ou half-duplex
- de la modulation

Modem (série)	Débit	Modulation	Mode	Spectre
V 21	300 bit/s	Fréquence $\Delta f = 100$ Hz	Duplex intégral sur 2 fils	 sens aller      sens retour
V 22 V 22bis	1 200 bit/s 2 400 bit/s asynchrone	Phase différentielle 4 états	Duplex intégral sur 2 fils	 sens aller      sens retour
V 23 (utilisé par le Minitel)	600 ou 1 200 bit/s asynchrone	Fréquence $\Delta f = 200$ Hz (ou 400)	Semi duplex sur 2 fils avec voie de retour à 75 bit/s	 voie de retour      sens principal
V 26 V 26bis	2 400 bit/s asynchrone	Phase différentielle 4 états	Semi duplex sur 2 fils avec voie de retour à 75 bit/s	 voie de retour      sens principal
V 27	4 800 bit/s synchrone	Phase différentielle 8 états	Semi duplex sur 2 fils avec voie de retour à 75 bit/s (lignes spécialisées)	 voie de retour      sens principal
V 32	9 600 bit/s synchrone	MAQ (amplitude - phase) 16 états	Duplex intégral sur 2 fils (avec égalisation et suppression d'écho)	 une voie téléphonique      sens principal
V 32bis V 34	adaptatif, 14 400 ou 28 800 bit/s synchrone	(amplitude - phase) nombre d'états adaptatif	idem	Fréquence porteuse adaptée à l'état de la ligne
V 42	idem, 56 kbit/s avec compression	idem	+ correction d'erreurs	idem

## Technologies xDSL :

fonctionnement sur la boucle locale en utilisant une bande supérieure à celle allouée à la téléphonie.

Objectif : transmettre des débits plus importants

ex : en 10 ans, bande utilisée passée de 15kHz (RNIS) à 10MHz (VDSL)

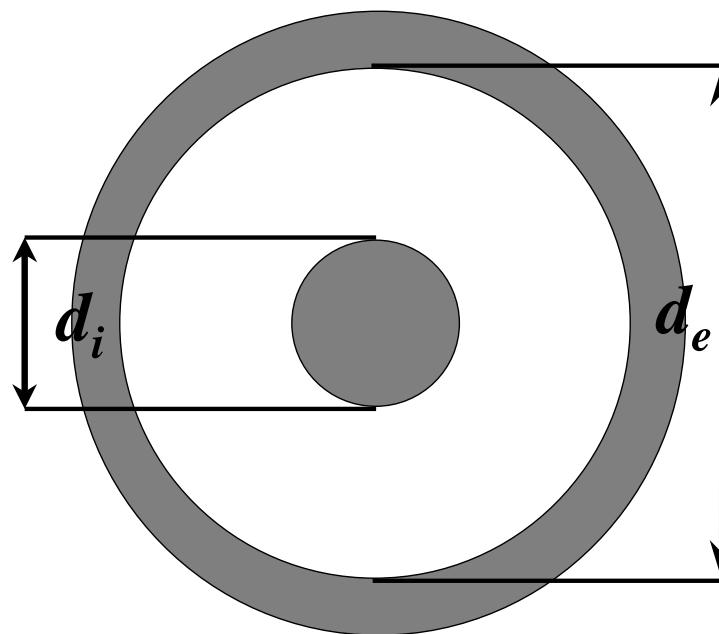
Modems xDSL : obtenir TEB inférieurs à  $10^{-7}$  sur environnements de tests spécifiés par les standards

- **HDSL** (*High bit rate DSL* - début 90's) : débits de 1,5 ou 2 Mbps dans les deux sens, sur 3 à 7km, avec 2 ou 3 paires torsadées
- **SDSL** (*Single pair DSL*, ou *Symmetric DSL*) (ou **SHDSL**) : techniques plus avancées que HDSL  $\Rightarrow$  débits de 2,048 Mbps. Mêmes performances que HDSL, mais avec une seule paire. Précurseur de **HDSL2**.  
Applications : visio-conférences, travaux sur LAN inter-connectés
- **ADSL** (*Asymmetric DSL* - 1995) : initialement conçu pour TV sur ligne téléphonique. Forts débits en liaison descendante (voix et données) (jusqu'à 8 Mbps), débits plus faibles en liaison montante (jusqu'à 800 kbps), car besoins asymétriques en débits. Portée de 2,4 à 4,9 km  
TEB visé de  $10^{-9}$  car transport de fichiers MPEG (peu redondants)  $\Rightarrow$  nécessité de codage canal
- **ADSL2** : débit descendant jusqu'à 10Mbps
- **ADSL2+** (2005) : débits jusqu'à 1.2Mbps en montant, et 25Mbps en descendant  
Portée de 2km (mais surtout 1km)

- **ReADSL** (*Reach Extended ADSL* - 2003) : augmentation de 5 à 10% de la portée  
⇒ ADSL2+ sur 2,5 km
- **RADSL** (*Rate Adaptive DSL*) : vitesse de transmission entre 2 modems fixée automatiquement selon la qualité de la ligne ⇒ recherche permanente (avec réadaptation) de la vitesse maxi possible sur la ligne de transmission  
⇒ pas de Vidéo (car nécessité de synchronisation), mais transfert de données Débits jusqu'à 1Mbps en montant, et 7Mbps en descendant. Portée jusqu'à 5,4km  
En cours de normalisation par l'ANSI.
- **VDSL** (*Very high bit rate DSL*) : Evolution de ADSL vers plus haut débits (13 à 55Mbps pour liaison descendante, 1,5 à 6Mbps en liaison montante, ou bien 34Mbps en symétrique dans les deux sens). Portée de 1,5km  
En cours de normalisation

## 5. Câbles coaxiaux

- Bande passante jusqu'à 60 MHz (câble 3.7/13.5mm)
- Jusqu'à 10000 voies de parole en analogique
- Plusieurs dizaines de Mbits/s
- Problème : atténuation importante
- Supplanté par les fibres optiques pour les très hauts débits
- Supplanté par les paires torsadées pour les débits moyens (quelques dizaines de Mbits/s)



$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} \ln \left( \frac{d_e}{d_i} \right)$$

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi, \quad \mu_r = 1$$

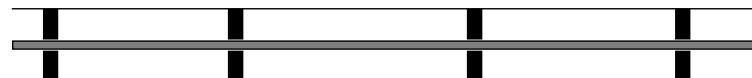
$$\alpha(d_e, d_i) = \frac{R(d_e, d_i)}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R(d_e, d_i) \sqrt{\varepsilon_r}}{120 \ln \left( \frac{d_e}{d_i} \right)}$$

**Atténuation minimale si  $d_e/d_i = 3.6$**

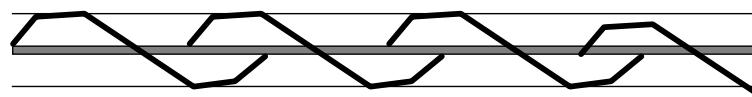
**Atténuation minimale si  $\varepsilon_r$  est petit**

$$\varepsilon_{res} \text{ polyéthylène}=2.3$$

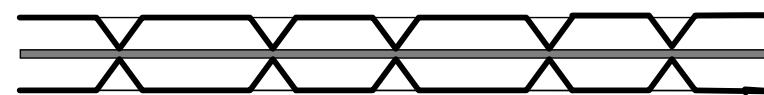
**Rondelles de Polyéthylène**



**Hélices de Polyéthylène**



**Isolation ballon Polyéthylène**



**Bambou**



---

## 6. Fibres optiques

---

- transmission de bits sous formes d'impulsions lumineuses (bit "1" → impulsion, bit "0" → pas d'impulsion)
- développement spectaculaire depuis 1970 en télécoms ( $10^6 \text{ km}$  de FO fabriqués par an), car :
  - maîtrise des diodes laser semi-conducteurs
  - performances des lasers
  - facilité d'emploi des composants électroniques
  - progrès de la technologie de fabrication des FO

### Avantages des fibres optiques :

- Performances de transmission
  - atténuation très faible :  $0.2 \text{ dB/km}$
  - très grande bande passante (car fréquence de l'onde lumineuse =  $10^{14} \text{ Hz}$ )
  - multiplexage de plusieurs signaux et plusieurs utilisateurs (technique WDMA : une longueur d'onde attribuée à chaque utilisateur ⇒ capacité jusqu'à

---

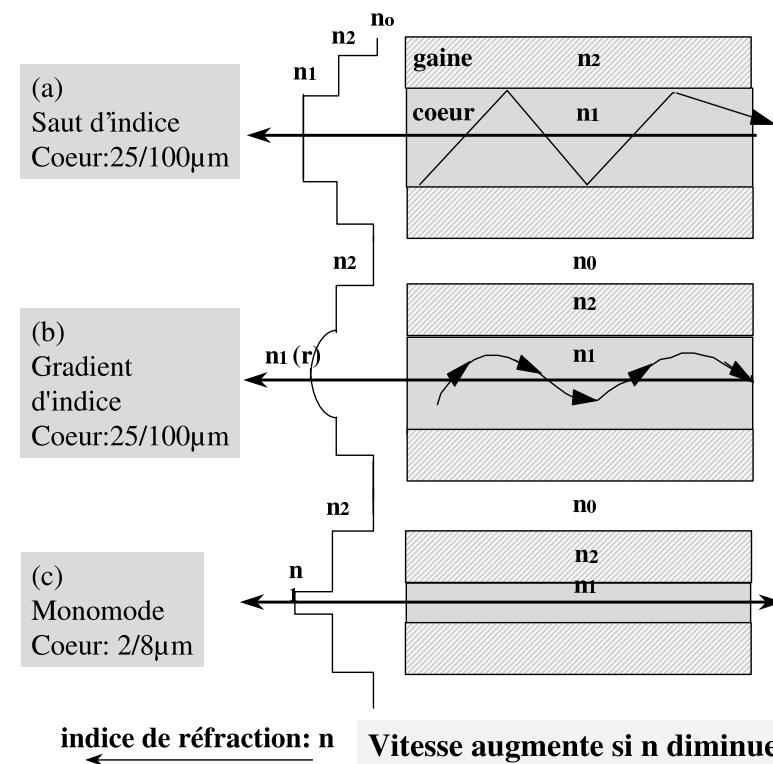
$10^{12}$ bps en laboratoire)

- portée et capacité très supérieures aux autres câbles
- Mise en oeuvre : faible poids, petite taille, grande souplesse  $\Rightarrow$  tout type d'applis (télécoms, aéronautique, médecine,...)
- Sécurité électrique : isolation entre terminaux, utilisation possible en ambience explosive, sous fortes tensions
- Sécurité électromagnétique : pas sensibles aux parasites, et n'en produisent pas elles-mêmes
- économique : coût global d'un système par FO (installation et équipements) inférieur à celui d'un système cuivré. De plus, mise en oeuvre de moins en moins complexe et coûteuse

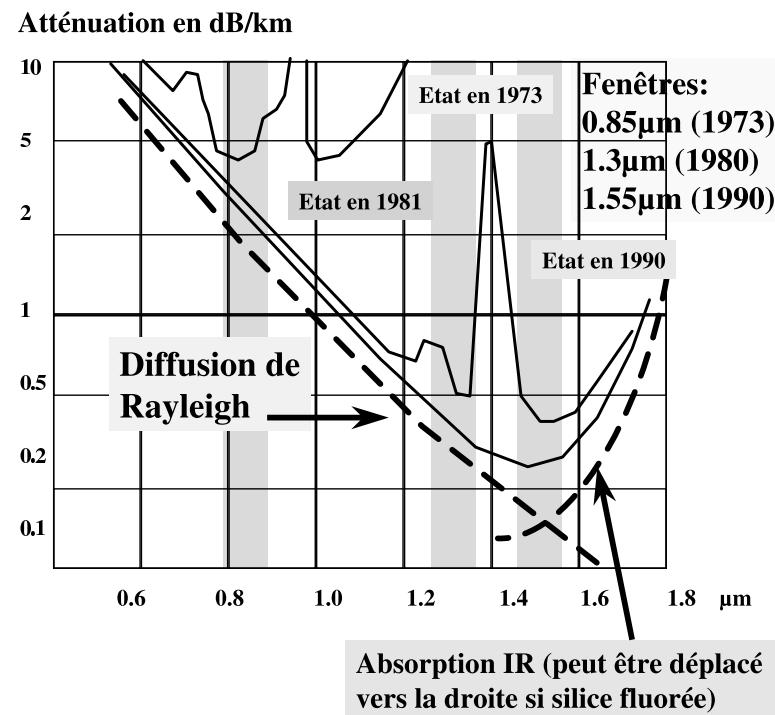
### **Limitations des fibres optiques :**

- la transmittance courant/flux limite la bande passante
- **dispersion modale** : les différents modes de propagation parcourent des distances différentes : limitation de la bande passante

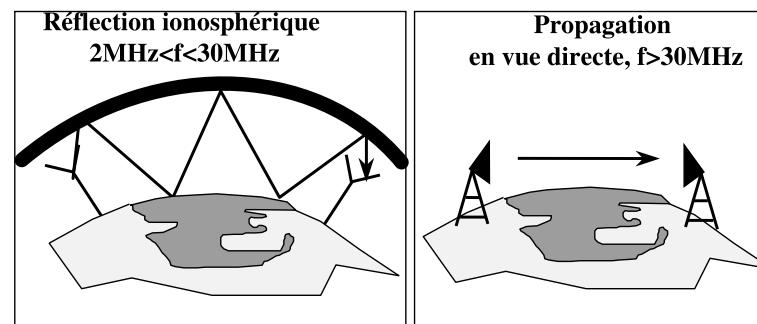
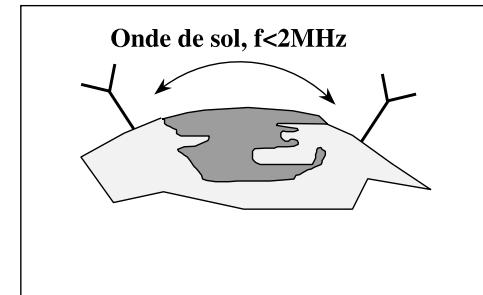
- ⇒ fibres à gradient d'indice (vitesse =  $c/n$ )
  - ⇒ fibres monomode
- **dispersion chromatique** : les différentes longueurs d'onde se déplacent à des vitesses différentes dans la silice
    - ⇒ utiliser les composants émetteurs les plus monochromatiques possibles
    - ⇒ dispersion chromatique minimale à  $1.3\mu m$



1968: 1000dB/km, 1970: 20dB/km, 1981: 0.5dB/km



## 2.2 Sans support physique



### 1. Ondes de transmission à vue directe

- faisceau hertziens, rayons infra-rouges, lasers, ondes électromagnétiques

- rayons laser ou IR :
  - communications entre 2 bâtiments proches avec des réseaux différents
  - transmission numérique très directrice
- Ondes radio :
  - communications longues distances entre antennes paraboliques en vue directe sur 10 km (portée de 100km pour une tour de 100m de haut)
  - grandes artères de réseau téléphone, TV
  - liaison moins bonne à cause des interférences, multi-trajet, conditions climatiques
  - bande passante divisées en plusieurs bandes pour réseaux publics (4-6Ghz), militaires, organisations gouvernementales

## 2. Satellites de communication

- satellites géostationnaires ⇒ communication entre plusieurs stations terrestres fixes
- relais à très haute fréquence avec répéteurs à transposition de fréquence (canaux

---

différents pour réception et ré-émission  $\Rightarrow$  pas d'interférences entre les canaux)

- en théorie, angle  $\leq 4^\circ$  entre satellites voisins (pour qu'ils n'interfèrent pas)  $\Rightarrow$  90 satellites possibles
- en réalité, 1 satellite  $\leftrightarrow$  1 partie de la bande disponible  $\Rightarrow$  attribution de positions orbitales et de fréquences utilisables (par le CCIR)
- bandes de 3.7-4.2 Ghz en réception et 5.9-6.4Ghz en émission (du point de vue des stations terrestres) : bande "4-6Ghz"
- autres bandes : 12-14Ghz et 20-30Ghz ( $\rightarrow$  équipements plus complexes et plus coûteux)
- 1 satellite  $\rightarrow$  bande de 500Mhz partagée en environ 12 répéteurs travaillant sur des sous-bandes de 36Mhz

## Comparaison satellites/liaisons terrestres

---

- communications plus longues par satellites à cause du trajet Terre/Satellite AR  $\Rightarrow$  250-300ms contre environ  $3\mu s/km$  pour faisceaux hertziens.

- débits beaucoup plus élevés par satellites (plusieurs dizaines de Mbits/s contre environ 64kbits/s), avec faibles taux d'erreurs
- pour le satellite, délais de propagation quasi-indépendant de la position des stations terrestres  $\Rightarrow$  coûts identiques pour toutes les communications (en théorie...)
- plus grande surface couverte par le satellite  $\Rightarrow$  perte de confidentialité  $\Rightarrow$  *cryptage*

## **Comparaison satellites/fibres optiques**

---

- FO : débit binaire beaucoup plus important, moins de pertes ; pas encore très développées  $\Rightarrow$  capacité de liaison limitée (par la capacité de la ligne de plus faible débit)
- FO devraient dominer vers la moitié du 21<sup>ème</sup> siècle (sauf TV et radio)

# Chapitre 3 : Le Canal Radio

- 3.1 Définition du canal radio
- 3.2 Les différentes bandes de fréquences
- 3.3 Phénomènes physiques
- 3.4 Path Loss
- 3.5 Shadowing
- 3.6 Fast Fading
- 3.7 Paramètres et classification du canal radio

## 3.1 Définition du canal radio

- canal de propagation (linéaire, réciproque, variant / temps)
- antennes émettrices et réceptrices
- fréquences entre 3kHz et 300GHz ( $\lambda$  entre 100km et 1mm)

**Canal montant** (*reverse channel* ou *uplink channel*)

- Mobiles vers stations de base (BS)
- Transmissions asynchrones
- Effet d'éblouissement (*near-far* : proche-éloigné)

**Canal descendant** (*forward channel* ou *downlink channel*)

- BS vers mobiles
- Transmissions synchrones
- peu d'effet d'éblouissement (*near-far*)

## 3.2 Les différentes bandes de fréquences

<b>Bandes</b>	<b>Désignation</b>	<b>Caractéristique de Propagation</b>	<b>Services</b>
3-30kHz	Très basses fréq. (VLF)	Ondes de sol, faible atténuation jour et nuit	Navigation, sous-marins, grandes distances
30-300kHz	basses fréq. (LF)	Ondes de sol faible atténuation (plus grande le jour)	Navigation, marine grandes distances radio AM
300-3MHz	moyennes fréq. (MF)	Ondes de sol faible atténuation la nuit	Radio marine, grandes distances
3-30 MHz	hautes fréq. (HF)	Propagation ionosphérique réflexion sur couches ionosphériques atténuation variable jour/nuit	Radio-amateurs, militaire avions, bâteaux grandes distances

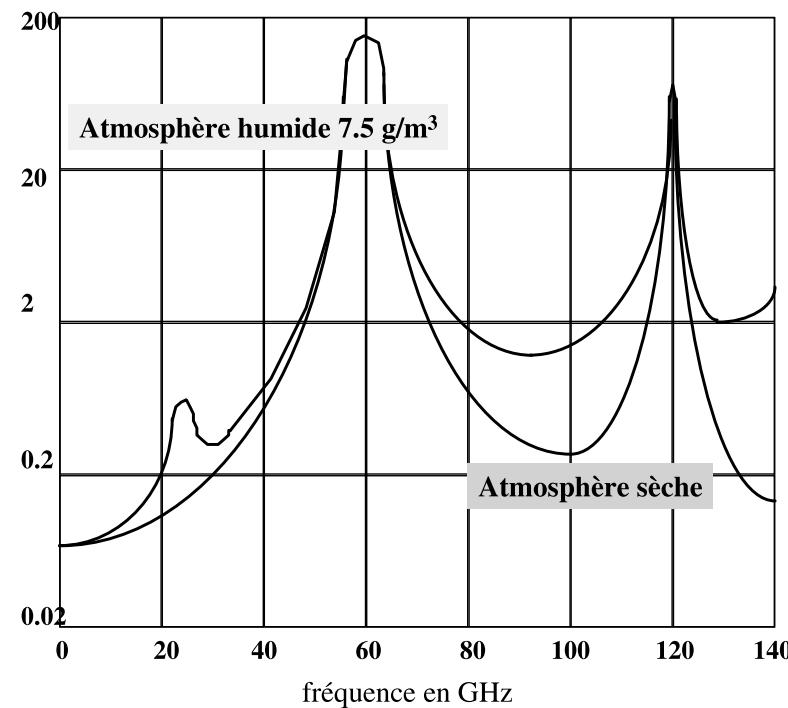
---

30-300 MHz	VHF	Pratiquement en vue directe	TV VHF (54-72MHz, 76-88MHz, 174-216MHz), Radio FM (88-108MHz) navigation aérienne
0.3-3 GHz	UHF	Vue directe	TV UHF (470-806MHz), Mobiles (GSM : 890-960MHz, DCS-1800 : 1710-1880MHz, IS-95 : 824-894MHz) GPS (1217,6-1237,6MHz, 1565,42-1585,42MHz)
1 à 2 GHz 2 à 4 GHz	Bande L Bande S	Vue directe  att. pluie pour $f > 10GHz$  att. vapeur d'eau pour $f > 22GHz$	Radars, faisceaux hertziens satellites

---

3-30 GHz	Super Hautes Fréquences (SHF)	Vue directe	Bluetooth : 2,4-2,483GHz 802.11.a : 5GHz 802.11.b : 2,4GHz (Wi-Fi)
4-8 GHz	Bande C		
8-12 GHz	Bande X		
12-18 GHz	Bande K <sub>u</sub>		
18-26 GHz	Bande K		
26-40 GHz	Bande K <sub>a</sub>		

### Atténuation en dB dans la direction du Zenith



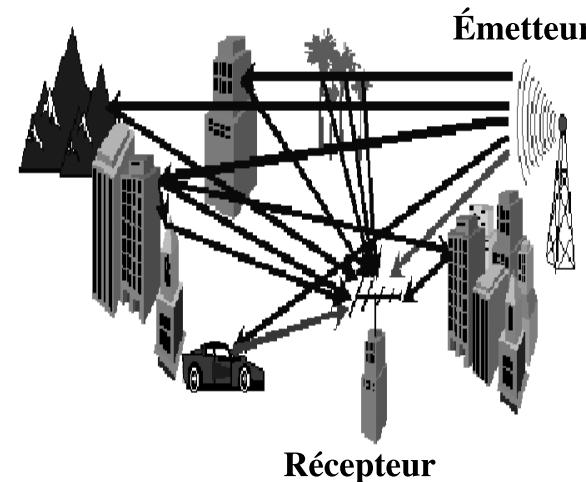
### 3.3 Phénomènes physiques

**Réflexion** (surfaces lisses)

**Réfraction** (milieux translucides)

**Dispersion** (milieux rugueux)

**Diffraction** (angles, pointes)



- Phénomènes aléatoires  $\Rightarrow$  **modélisation statistique** du canal
- Importances des phénomènes fonction de la fréquence  $\Rightarrow$  **modélisation du canal dépendante du signal considéré**

2 types de bruit :

- additif (thermique, radiations,...)
- multiplicatif (atténuations successives)

## 3 types d'atténuation

**PATH LOSS** : (atténuation de parcours)

diminution de la puissance du signal due à l'éloignement : phénomène déterministe

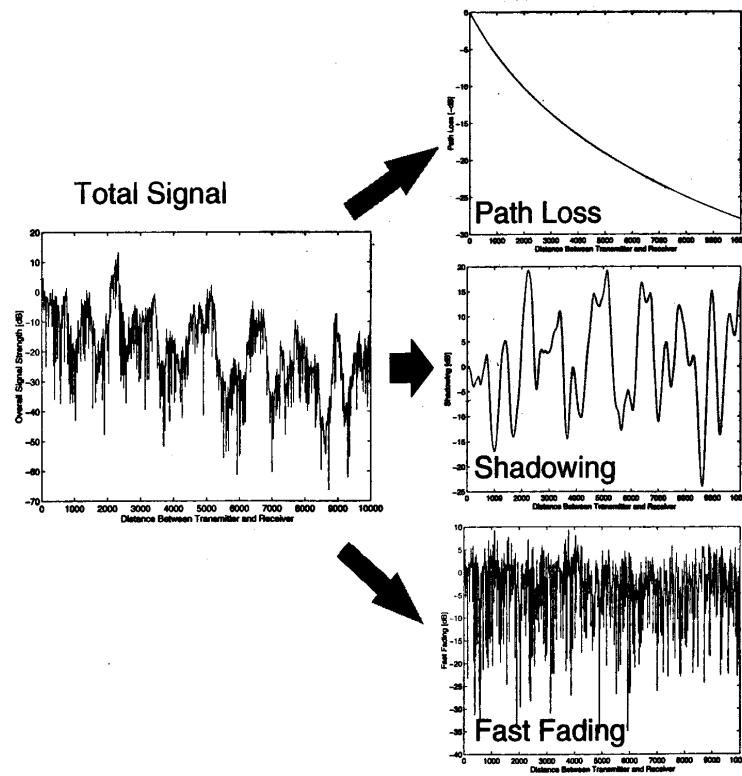
**SHADOWING** : (effet de masque)

phénomène plus local, aléatoire, dû aux atténuations successives

**SMALL-SCALE/FAST FADING** : (évanouissement (rapide) )

variations rapides de l'amplitude du signal (addition constructive ou destructive des ondes)

## Exemples de signal en

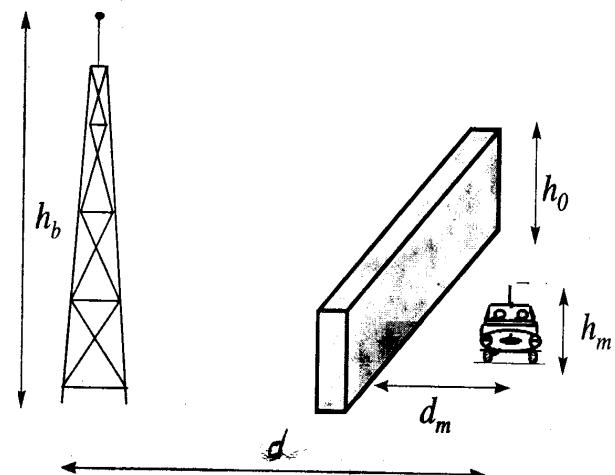


## 3.4 Le Path Loss

- Phénomène macroscopique
- Modélise la diminution de l'amplitude du signal avec l'éloignement suivant certaines situations

Paramètres :

- $h_m$  : hauteur locale de l'antenne mobile
- $h_b$  : hauteur locale de l'antenne de la BS
- $d$  : distance mobile/BS
- $f$  : fréquence porteuse du signal (ou  $\lambda$ )
- ...



## Définition du Path Loss ( $L$ ) :

$$\frac{1}{L} = \frac{P_R}{P_E}$$

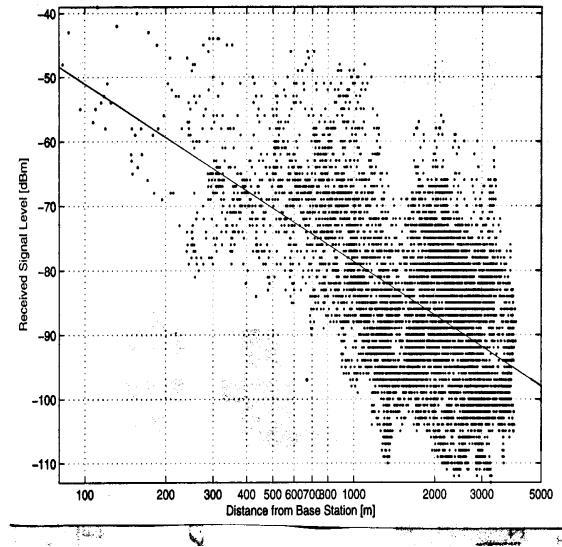
$P_R$  : puissance reçue

$P_E$  : puissance émise

## Différents types de modèles :

- modèles empiriques
- modèles physiques
- modèles hybrides

# Modèles empiriques



**Méthode** : séries de mesures effectuées dans un environnement donné  
⇒ détermination d'une fonction approchant au mieux les données en fonction de certains paramètres  
1 mesure correspond à une moyenne calculée sur une petite aire  
⇒ élimination des phénomènes locaux

## Modèles "Power-Law" :

$$\begin{aligned}\frac{1}{L} &= \frac{k}{d^n} \\ L_{dB} &= 10n\log(d) + K \text{ (en dB)} \\ L_{dB} &= 10n\log\frac{d}{d_{ref}} + L_{ref}\end{aligned}$$

$n$  : exposant du Path Loss, calculé d'après mesures

## Modèle de Okumura-Hata :

- modèle standard pour les macro-cellules
- mesures faites en 60-70 pour fréquences entre 200Mhz et 2GHz

---

### 3 catégories de terrain :

**zone ouverte** : pas de grands obstacles

**zone sub-urbaine** : quelques obstacles (village, autoroutes,...)

**zone urbaine** : beaucoup d'obstacles (villes)

$$\text{zone ouverte} : L_{dB} = A + B \log R - E$$

$$\text{zone sub-urbaine} : L_{dB} = A + B \log R - C$$

$$\text{zone urbaine} : L_{dB} = A + B \log R - D$$

$$A = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_b$$

$$B = 44.9 - 6.55 \log h_b$$

$$C = 2(\log(f_c/28))^2 + 5.4$$

$$D = 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c + 40.94$$

$$E = 3.2(\log(11.75h_m))^2 - 4.97 \text{ pour grandes villes, } f_c \geq 300MHz$$

$$E = 8.29(\log(1.54h_m))^2 - 1.1 \text{ pour grandes villes, } f_c < 300MHz$$

$$E = (1.1 \log f_c - 0.7)h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \text{ pour petites et moyennes villes}$$

$$R = d \cdot 10^{-3}, f_c = f \cdot 10^{-3}$$

# Modèles physiques

## Modèle d'atténuation à l'air libre

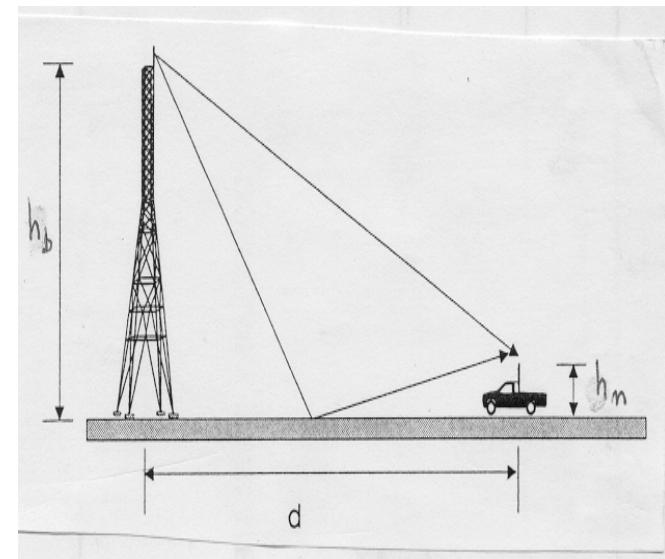
- modèle idéal, pas d'obstacles, existence d'une ligne de vue ("Line Of Sight")
- modèle type power-law, fonction des gains des antennes émettrice et réceptrice

$$L_{dB} = 20 \log d + 10 \log(4\pi^2 L_S) - 10 \log(G_R G_E \lambda^2)$$

exposant  $n = 2$  : atténuation "relativement" faible

## Modèle de propagation extérieure

- 1 signal direct + 1 signal réfléchi
- approprié si surface plane entre émetteur et récepteur
- $n = 4$



## Autres Modèles

...

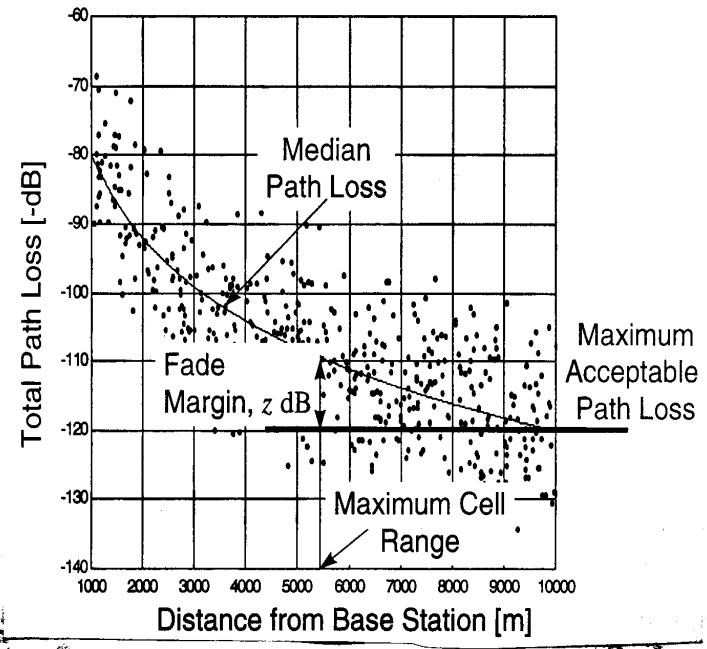
## 3.5 Le Shadowing

- Phénomène plus local (sur quelques centaines de  $\lambda$ )
- Variations de la puissance due à de (gros) obstacles
- Pour 2 mobiles à égale distance de la BS, shadowing différent (contrairement au PL, si environnement homogène)
- Important pour déterminer la robustesse de couverture d'un système
- Phénomène aléatoire (car obstacles aléatoires)
- Moyennage du shadowing  $\Rightarrow$  Path Loss

**Effet** : chutes importantes du *SNR*

## Conséquences :

- frontières de la cellule floues
- phénomène de hand-over (ou hand-off)
- perte d'efficacité
- nécessité de connaître la variance de l'atténuation (modèles empiriques de Okumura,...)



## 3.6 Le Fast Fading

- phénomène très local : se produit dès que le mobile se déplace d'une faible distance ( $\Rightarrow$  "small scale")
- variations aléatoires de la puissance du signal  $\Rightarrow$  étude statistique
- statistiques supposées stationnaires sur quelques dizaines de  $\lambda$
- variations le plus souvent destructrices pour le signal  $\Rightarrow$  problème majeur en télécom

## Causes du fading :

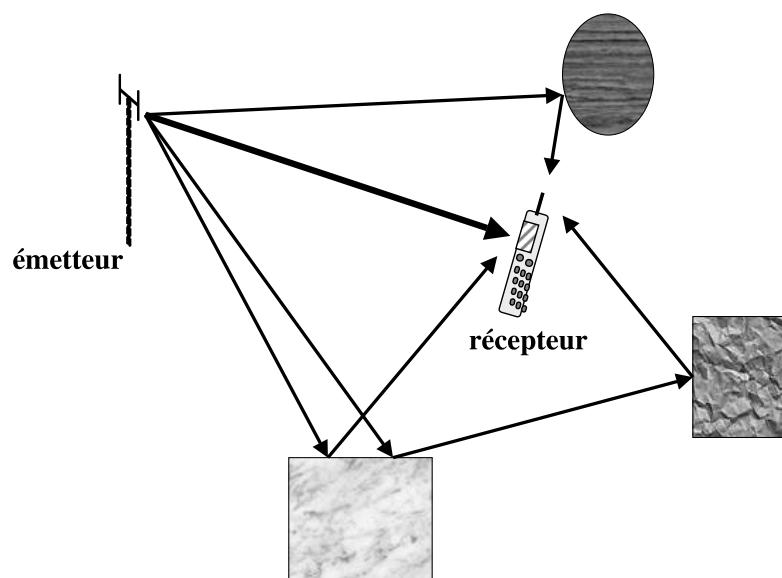
- multi-trajet (multi-path) : signal reçu = somme de signaux retardés, réfléchis, diffractés,...
- sommation constructrice ou destructrice
- 1 signal  $\Rightarrow$  1 atténuation, 1 retard, 1 décalage de phase
- changements importants de phase et d'atténuation pour déplacement très courts  
*exemple* : déplacement de  $\lambda\nu/2c \Rightarrow$  déphasage de  $\pi$

## Modélisation du fading :

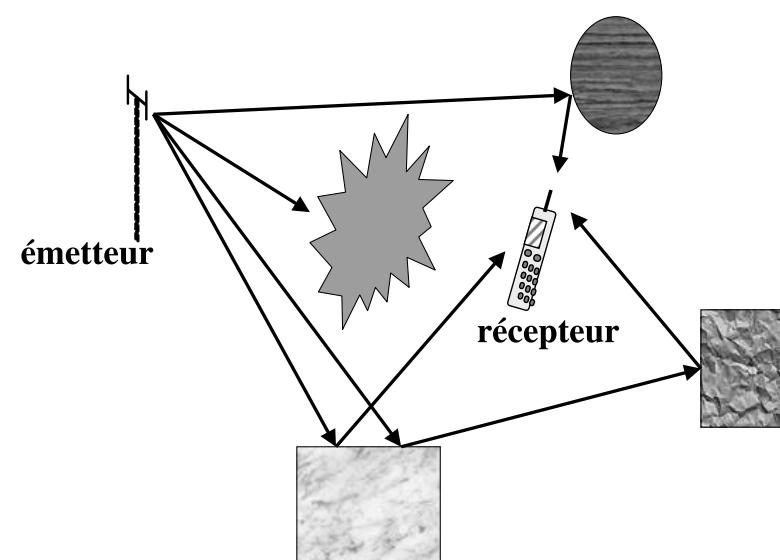
- canal de propagation linéaire
- canal variant dans le temps (*a priori*)

### 3 types de canaux :

- un seul chemin direct : **canal gaussien**
- existence d'une ligne de vue (propagation LOS) : **canal de Rice**
- pas de ligne de vue (propagation NLOS) : **canal de Rayleigh**



propagation LOS



propagation NLOS

## 3.7 Paramètres et classification du canal radio

Fréquence Doppler ( $f_m$ ) : valeur maximale du décalage Doppler

$$f_m = f \frac{v}{c}$$

Temps de cohérence ( $T_c$ ) : durée pendant laquelle le canal est (à peu près) constant

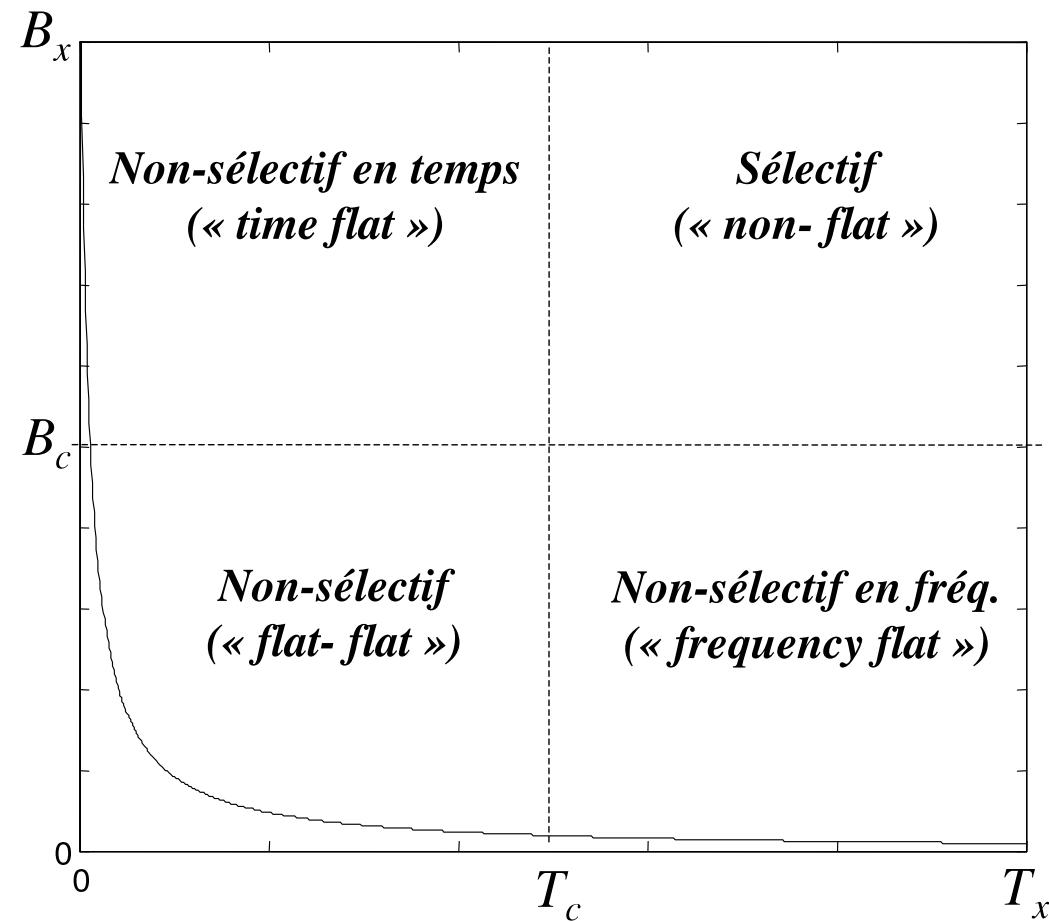
$$T_c \propto 1/f_m$$

Bandé de cohérence ( $B_c$ ) : écart fréquentiel à partir duquel 2 composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes

Etalement temporel ( $T_d$ ) : écart temporel à partir duquel 2 composantes temporelles du canal deviennent indépendantes

$$T_d \propto 1/B_c$$

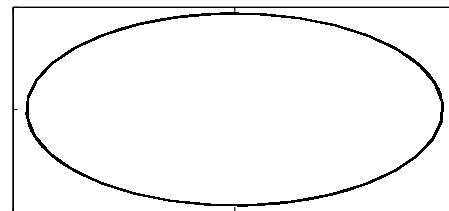
# Classification des canaux



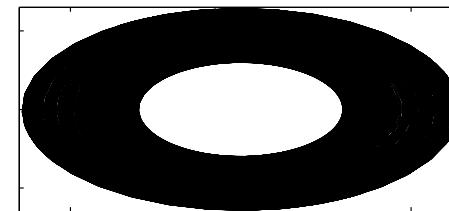
# exemples de canaux radio mobiles

transmission d'un signal GSM (modulation GMSK)

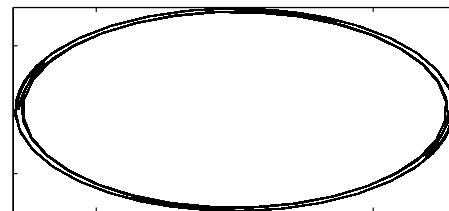
Canal Gaussien-0



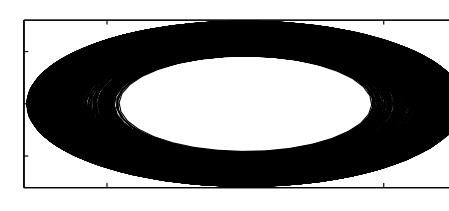
Canal Gaussien-50



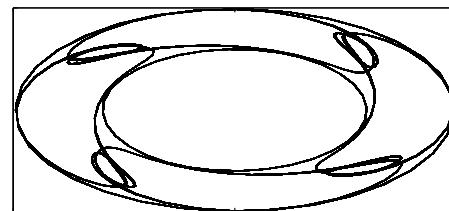
Canal RA-0



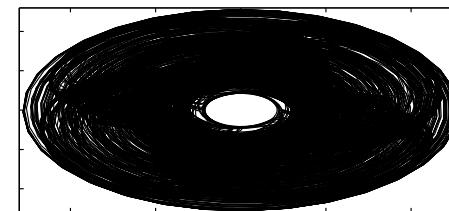
Canal RA-50



Canal TU-0



Canal TU-50



# Chapitre 4 : Procédés de Transmission

4.1 Transmissions analogiques/numériques

4.2 Echantillonnage

4.3 Quantification

4.4 Capacité d'un canal

## 4.1 Transmissions analogiques/numériques

### Transmissions analogiques

signal : tension électrique ou onde électromagnétique d'amplitude variable

### Transmissions numériques

- information transmise sous forme de signaux électriques représentant les niveaux logiques 0 et 1  $\Rightarrow$  signal de forme rectangulaire ou carrée
- de plus en plus utilisées depuis l'apparition d'ordinateurs sur les réseaux

### Intérêt du numérique par rapport à l'analogique

- faible taux d'erreurs en numérique
  - analogique : amplificateurs pour compenser les affaiblissements  $\Rightarrow$  amplification également du bruit et des distorsions + effet cumulatif

- 
- numérique : répéteurs qui identifient le signal (détectent la séquence de bits 0/1), le regénèrent et le réémettent  $\Rightarrow$  pas d'ajout de bruit, pas d'effet cumulatif
  - information (voix, images, musique, données) sous forme numérique  $\Rightarrow$  possibilité de multiplexage
  - débits beaucoup plus élevés en numériques
  - progrès technologiques  $\Rightarrow$  coût des composants numériques  $\ll$  coût des composants analogiques

## Principes des modulations numériques

- **Modulation d'amplitude** : on modifie l'amplitude du signal suivant les infos numériques à transmettre

$$\begin{aligned} \text{bit "1"} &\rightarrow A_1 \\ \text{bit "0"} &\rightarrow A_0 \end{aligned}$$

- **Modulation de fréquence** : on modifie la fréquence du signal

$$\text{bit "1"} \rightarrow f_1$$

$$\text{bit "0"} \rightarrow f_0$$

- **Modulation de phase** : on modifie la phase du signal

exemple 1 :

$$\text{bit "1"} \rightarrow \Phi_1$$

$$\text{bit "0"} \rightarrow \Phi_0$$

exemple 2 :

$$\text{"11"} \rightarrow \Phi = \pi/4$$

$$\text{"01"} \rightarrow \Phi = \pi/4 + \pi/2 = 3\pi/4$$

$$\text{"10"} \rightarrow \Phi = \pi/4 + 3\pi/2 = 7\pi/4$$

$$\text{"00"} \rightarrow \Phi = \pi/4 + \pi = 5\pi/4$$

# Objectif de la numérisation

Intérêt de la numérisation :

- meilleure qualité de transmission en utilisant des répéteurs
- traitement numérique du signal
- multimédia (transport de voix, images, musique, données)

Différence entre transmissions analogique et numérique :

- analogique : on transmet la forme d'onde.
- numérique : on transmet des bits (en *bande de base* ou *modulés*)

Deux opérations de numérisation :

- **Echantillonnage** : prélever régulièrement des échantillons d'un signal analogique avec une certaine fréquence
- **Quantification** : codage des valeurs du signal par une suite binaire

## 4.2 Echantillonnage

**Définition** : prélèvement de valeurs  $x(kT_e)$  d'un signal analogique  $x(t)$  à la fréquence  $f_e = 1/T_e$ .

**Objectif** : "résumer" le signal analogique et pouvoir le reconstituer à partir des échantillons prélevés  $x(kT_e)$ .

**Théorème d'échantillonage** : *un signal de spectre à support borné  $[-B; B]$  peut être complètement reconstitué par ses échantillons  $x(kT_e)$  si  $f_e \geq 2B$ .*

$f = 2B$  : fréquence de Shannon (ou de Nyquist)

Formule d'interpolation de Shannon :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_e) \frac{\sin \pi f_e (t - nT_e)}{\pi f_e (t - nT_e)}$$

## Interprétation physique :

- plus le signal est plat (basses fréquences), plus il est facile à reconstituer avec peu d'échantillons ;
- plus le signal présente de brusques variations (hautes fréquences), plus on a besoin de points pour bien interpoler.

## Exemples :

application	bande	$F_e$
téléphone	300Hz-3400Hz	8kHz
(bande élargie)	50Hz-7000Hz	16kHz
CD musique	0Hz-20kHz	44.1kHz
studio	0Hz-20kHz	48kHz

---

## Interprétation spectrale :

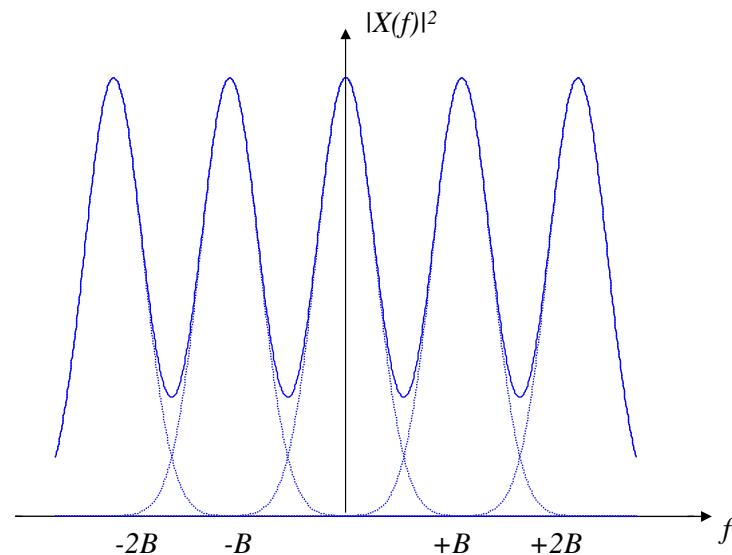
---

$$x(t) \rightarrow X(f)$$

$$x_e(t) \rightarrow X_e(f)$$

$$X_e(f) = F_e \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - \frac{n}{T_e})$$

c-à-d : *échantillonner en temps revient à periodiser en fréquence.*



$F_e < 2B$  : les différents courbes de  $X(f)$  se superposent : recouvrement (aliasing)  
 $\Rightarrow$  on ne parvient pas à retrouver la forme de  $X(f)$   $\Rightarrow$  on ne peut pas reconstituer  $x(t)$

$F_e \geq 2B$  : les courbes ne se superposent pas : pas de recouvrement  $\Rightarrow$  on peut retrouver  $X(f)$  par filtrage  $\Rightarrow$  on peut reconstituer  $x(t)$

## 4.3 Quantification

**Définition** : approximation des valeurs d'un signal par un multiple entier d'une quantité élémentaire  $q$  (échelon de quantification)

Caractérisation de la quantification :

- nombre de niveaux
- dynamique de codage

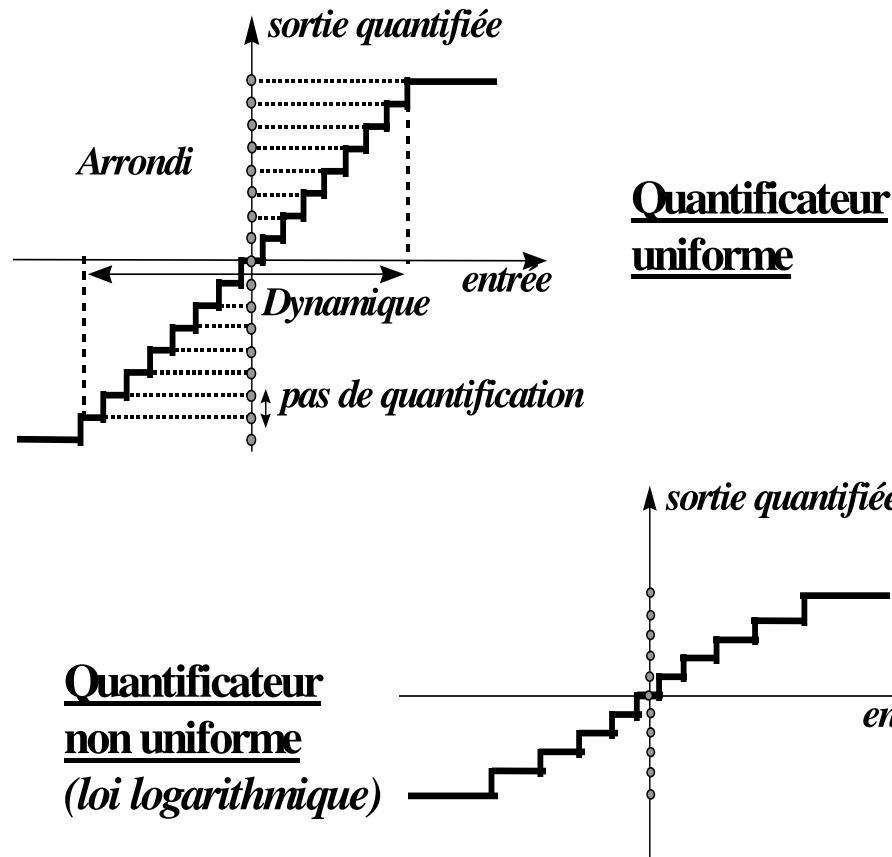
Deux types de quantification :

- uniforme : écart constant entre chaque valeur quantifiée
- non-uniforme : écart variable entre chaque valeur quantifiée

$N$  : nb de valeurs quantifiées (ou nb de niveaux de quantification)

$b$  : nb de bits nécessaire à la quantification

$$2^{b-1} < N \leq 2^b$$



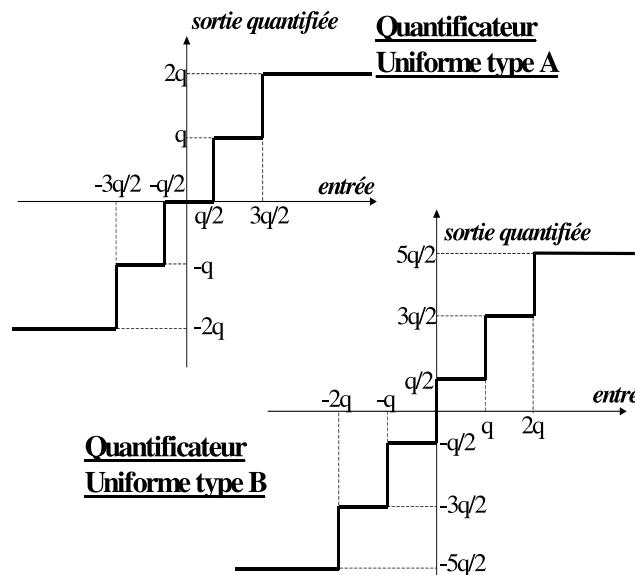
Quantification uniforme :

$$q = \frac{\text{pleine échelle du quantificateur}}{N}$$

**2 types de quantificateurs uniformes :**

type A : si  $(n - \frac{1}{2})q \leq s(t) \leq (n + \frac{1}{2})q$ , alors  $s_q(t) = nq$

type B : si  $nq \leq s(t) < (n + 1)q$ , alors  $s_q(t) = (n + \frac{1}{2})q$



---

**Erreur de quantification** :  $s(t)$  et  $s_q(t)$  signaux original et quantifiée

$$e(t) = s(t) - s_q(t) \in [-q/2; q/2]$$

Pour une quantification suffisamment fine ( $N$  grand  $\Leftrightarrow$   $q$  petit) :

$e(t) \sim \text{bruit blanc}$  uniformément réparti entre  $-q/2$  et  $q/2$ ,  
indépendant de  $s(t)$ , de moyenne 0 et de variance  $\sigma_e^2 = \frac{q^2}{12}$

**Rapport Signal-sur-Bruit de quantification** :

gamme des amplitudes limitée par  $\frac{Nq}{2}$  pour les fortes amplitudes  $\Rightarrow$  **écrêtage** du signal pour des valeurs plus grandes

**Puissance crête** : puissance de la sinusoïde d'amplitude maximale  $= \frac{1}{2}(\frac{Nq}{2})^2$

$$RSB \text{ de quantification} = \frac{\text{puissance crête}}{\text{puissance du bruit de quantification}} = \frac{3}{2}N^2$$

$$RSB_{dB} = 20 \log_{10} N + 1.76 \approx 6b + 1.76$$

$\Rightarrow$  augmentation du RSB de 6dB si on double  $N$  ( $\Leftrightarrow$  si on ajoute un bit)

## 4.4 Capacité d'un canal gaussien

$C$  : capacité de transmission maximale du canal (en bits/s)

$SNR$  : rapport signal sur bruit en sortie

Théorème de la capacité du canal (Shannon 1948) :

$$C = B \log_2(1 + SNR)$$

Exemple : réseau téléphonique

$$B = 3000Hz, SNR = 30dB \Rightarrow C = 30000\text{bits/s (théorique)}$$

En pratique, débit binaire de 9600 bits/s (symboles de 4 bits à un débit de 2400 bauds/s)

# Chapitre 5 : Modulations numériques

5.1 Généralités

5.2 Critères de choix d'une modulation

5.3 Codes en ligne

5.4 Modulations sur fréquence porteuse

5.5 Démodulation

5.6 Chaine équivalente en bande de base

## 5.1 : Généralités

**Objectif** : associer à des données (numériques) un signal physique adapté au canal de transmission.

### 2 types de transmission :

#### 1. **transmission en bande de base :**

le spectre du signal physique contient la fréquence nulle et les basses fréquences  
⇒ **Codage en ligne ou Modulation en Bande de Base**

#### 2. **transmission sur fréquence porteuse :**

le spectre du signal physique est dans une bande de fréquences centrée sur la  
*fréquence porteuse*  
⇒ **Modulations (en bande transposée)**

## 5.2 : Critères de choix d'une modulation

- minimisation de l'occupation spectrale (largeur de bande) pour un débit binaire donné ;
  - minimisation de la probabilité d'erreur dans un environnement de transmission donné (notamment, le SNR) ;
  - maximisation de l'**efficacité spectrale** (rapport entre le nombre de bits transmis par seconde et la largeur de bande utilisée)
  - complexité des circuits en émission et réception ;
  - immunité par rapport aux perturbations (amplificateurs à saturation, phénomène d'*évanouissement*,...)
- ⇒ compromis à trouver entre simplification des équipements et performances (ex : pour le GSM, modulation GMSK à enveloppe constante ; pour EDGE, modulation à enveloppe non-constante)

## 5.3 Codes en Ligne

### Codes PAM

PAM : *Pulse Amplitude Modulation*

symbole  $s_i$  émis pendant une durée  $T_s$     $\leftrightarrow$    signal  $a_i s(t)$  de durée  $T_s$

Signal  $x(t)$  codé :

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - kT_s)$$

On peut écrire :

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) * a(t) \\ a(t) &= \sum_k a_k \delta(t - kT_s) \end{aligned}$$

**Interprétation** :  $x(t)$  sortie du filtre de réponse impulsionnelle  $s(t)$ , d'entrée  $a(t)$   
(filtre de **mise en forme**)

## Densité Spectale des Codes PAM

$$S_x(f) = \frac{|S(f)|^2}{T_s} S_a(f) \text{ (formule de Bennett)}$$

$$S_a(f) = \sum_k R_a(k) e^{-2j\pi k T_s} \text{ (TFD de } (R_a(k))_k \text{ )}$$

$$R_a(k) = E[a(m)a^*(m-k)] \text{ (autocorrélation de } (a_k)_k \text{ )}$$

On a aussi :

$$S_x(f) = \underbrace{\frac{\sigma_a^2}{T_s} |S(f)|^2}_{\text{spectre continu}} + \underbrace{\frac{m_a^2}{T_s^2} \sum_k |S\left(\frac{k}{T_s}\right)|^2 \delta(f - \frac{k}{T_s})}_{\text{spectre de raies}}$$

## Contraintes imposées aux codes

- Forme du spectre :
  - pas de basses fréquences et/ou de composante continue
  - faible largeur de bande
- somme digitale glissante (SDG) faible pour limiter l'énergie non-informative

$$\rightarrow \int_{-\infty}^t x(u)du \simeq 0$$

pour une mise en forme  $s(t)$  nulle hors de  $[0, T_s]$ ,

$$\int_{-\infty}^{nT_s} x(u)du = \left( \sum_{k=-\infty}^{n-1} a_k \right) \left( \int_0^{T_s} s(t)dt \right) \simeq 0$$

$$\Rightarrow SDG = \sum_{k=-\infty}^{n-1} a_k \simeq 0$$

- récupération du rythme des symboles  $\rightarrow$  nombreuses transitions

## Différents types de codes

- **Elémentaire / par blocs :**

Codage **élémentaire** : à 1 bit  $b_i$  (ou 1 symbole  $s_i$ ) correspond un signal de durée  $T_s$  d'amplitude  $a_i$ .

Codage **par blocs** : à un groupe de bits (ou de symboles) correspond un signal de durée supérieure à  $T_s$

- **Binaire /  $M$ -aire :**

Codage **binnaire** : 2 valeurs possibles pour  $a_i$

Codage  **$M$ -aire** :  $M$  ( $> 2$ ) valeurs possibles pour  $a_i$

- **Direct / différentiel**

Codage **direct** : l'information est donnée par le niveau du signal

Codage **differentiel** : l'information est donnée par l'existence ou l'absence de transitions

**Rendement** : rapport entre nb de bits codés par symbole et  $\log_2(\text{nb de symboles})$ .

## Codes binaires élémentaires directs

- NRZ polaire (ex : PC/périphériques) :

bits	1	0
niveaux	$+A$ durée $T_s$	$-A$ durée $T_s$

Propriétés :

- +  $B = 1/T_s$
- Basses fréquences et composante continue
- SDG peut être très grande
- peu de transitions si longues suites de 0 ou de 1
- + codage et décodage simples  
pas de redondance

$$\frac{1}{A^2}S(f) = (2p - 1)^2\delta(f) + 4p(1 - p)\sin_c^2(\pi T_s f)$$

- NRZ unipolaire :

bits	1	0
niveaux	$+A$ durée $T_s$	0 durée $T_s$

Propriétés :

+  $B = 1/T_s$

- Basses fréquences et composante continue
- SDG peut être très grande
- peu de transitions si longues suites de 0 ou de 1
- + codage et décodage simples  
pas de redondance

$$\frac{1}{A^2}S(f) = p^2\delta(f) + p(1-p)T_s \sin_c^2(\pi T_s f)$$

- 
- **RZ unipolaire** (ex : fibre optique) :

bits	1	0
niveaux	$+A \ t < T_s/2$	0 durée $T_s$
	$0 \ t > T_s/2$	

Propriétés :

- $B = 2/T_s$
- Basses fréquences et composante continue
- SDG peut être très grande
- peu de transitions si longues suites de 0 ou de 1
  - + codage et décodage simples
- pas de redondance sur les 0, redondance sur les 1

$$\frac{1}{A^2}S(f) = \frac{p^2}{4}\delta(f) + \frac{p(1-p)}{4}T_s \sin_c^2\left(\frac{\pi T_s f}{2}\right) + \frac{p^2}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{(2n+1)^2} \delta\left(f - \frac{2n+1}{T_s}\right)$$

---

- **Biphase ou Manchester** (ex : Ethernet)

bits	1	0
niveaux	$+A \ t < T_s/2$	$-A \ t < T_s$
	$-A \ t > T_s/2$	$+A \ t > T_s/2$

Propriétés :

- $B = 2/T_s$
  - + Basses fréquences très faibles
  - + SDG nulle
  - + transitions fréquentes (tous les bits)
  - + codage et décodage simples
- redondance sur les 1 et les 0

$$\frac{S(f)}{A^2} = 4p(1-p)T_s \sin_c^2\left(\frac{\pi T_s f}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\pi T_s f}{2}\right) + \frac{4(2p-1)^2}{\pi^2} \sum_n \frac{1}{(2n+1)^2} \delta\left(f - \frac{2n+1}{T_s}\right)$$

---

- Bipolaire ou AMI (ex : RNIS)

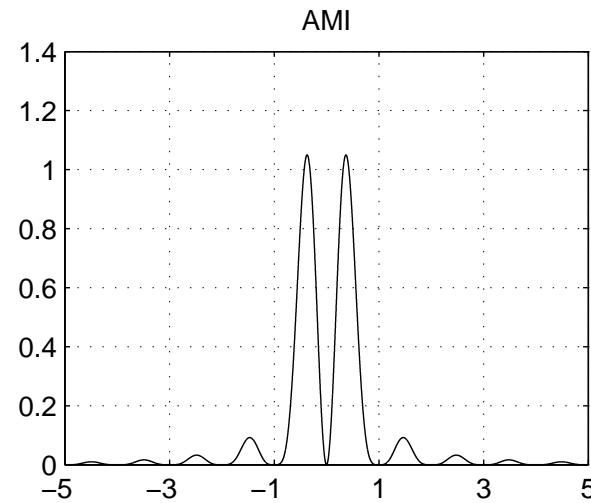
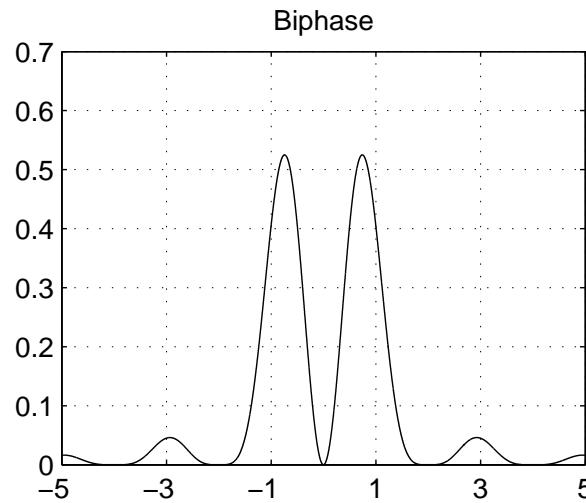
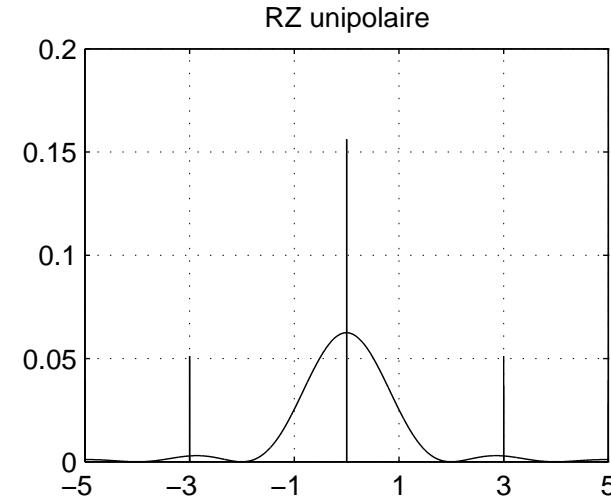
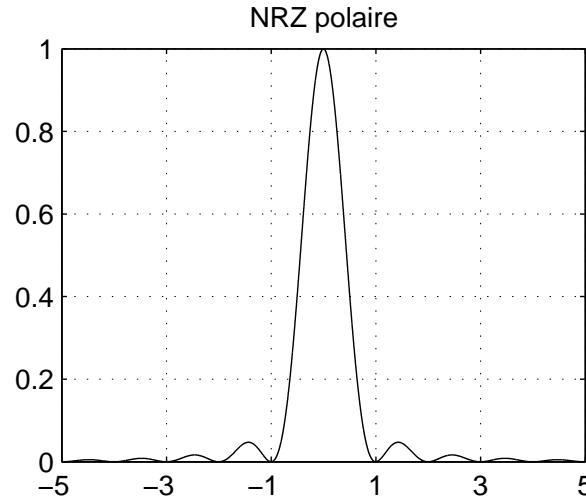
bits	1	0
niveaux	+ $A$ si dernier 1 codé par $-A$ - $A$ si dernier 1 codé par $+A$	0

Propriétés :

- +  $B = 1/T_s$
- + Basses fréquences très faibles
- +  $|SDG| \leq 1$
- pas de transitions si longue séquence de 0
- + codage et décodage simples  
redondance sur les 1 avec règle de codage

$$\frac{1}{A^2} S(f) = \frac{(1-p)T_s}{p^2 + (1-2p)\sin^2(2\pi T_s f)} \sin_c^2(\pi T_s f) \sin^2(\pi T_s f)$$

## Spectres codes en ligne



## Codes $M$ -aires par blocs directs

En général,  $M = 2^k$  symboles pour des groupes de  $k$  bits  $\Rightarrow$  débit symbole  $D_s = \frac{D_b}{k}$

- **NRZ à  $M$  niveaux**

durée symbole  $T_s = kT_b$  ( $T_b$  : durée bit),  $a_k \in \{\pm(2i - 1)\frac{A}{M-1}, i = 1, \dots, M/2\}$

- **HDBn**

$n + 1$  "0" consécutifs remplacés par un bloc contenant au moins un "1", avec viol de parité.

**Objectifs :**

- ajouter des transitions
- garder la SDG la plus faible possible

exemple : codage HDB3 (blocs de 4 bits)

bits "1" : codés alternativement par  $\pm A$

bits "0" :

- "0" si pas de bloc "0000"
- pour le bloc "0000" :

- 
- ◊ 1<sup>er</sup> "0" codé par  $\pm A$  (avec respect de la parité) si le dernier viol de parité est de même polarité que celle du dernier "1" précédent le bloc ; par 0 sinon ;
  - ◊ 0 pour les 2<sup>ème</sup> et 3<sup>ème</sup> "0";
  - ◊ 4<sup>ème</sup> "0" codé par  $\pm A$  avec viol de parité
- **xB-yT** : blocs de  $x$  bits codés par  $y$  éléments ternaires, de niveaux  $\pm A$  ou 0.
- Objectif** : augmenter le rendement du code AMI (égal à 0.63)

$$\text{rendement} = 0.63 \frac{x}{y}$$

exemple : code 4B-3T : 16 quadruplets/27 triplets possibles, rendement = 0.84

- **xB-yQ** : blocs de  $x$  bits codés par  $y$  éléments quaternaires  
exemple : 2B-1Q, code en ligne à l'interface "U" du RNIS, HDSL.
- **xB-yB** : blocs de  $x$  bits codés par  $y$  éléments binaires  
exemple : 1B-2B (CMI), code en ligne pour liaison fibre optique.
  - "00" codé par  $-A + A$
  - "11" codé par " $+A + A$ " ou " $-A - A$ "

## Codes binaires différentiels

- NRZ différentiel

- transition d'un niveau à un autre si un "1" est transmis
- pas de transition si un "0" est transmis

Cela revient à faire du NRZ direct sur la séquence  $(b_k)_k$  telle que :

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$

où  $(a_k)_k$  est la séquence de bits d'entrée.

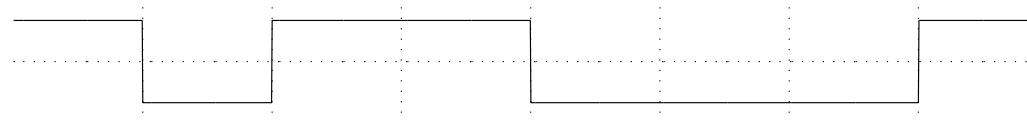
⇒ Codage avec mémoire.

- Code de Miller

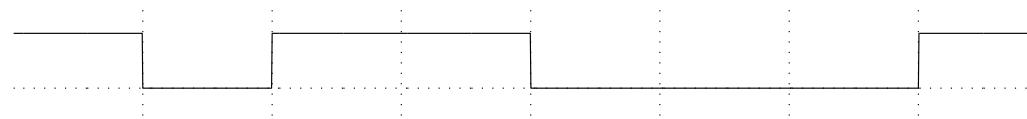
## Exemples de codes en ligne

Séquence de 8 bits : 1 0 1 1 0 0 0 1

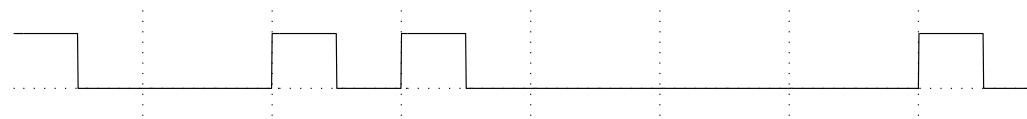
Code NRZ polaire



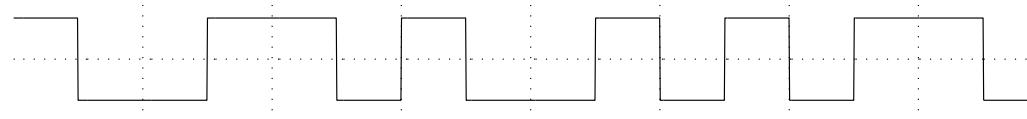
Code NRZ unipolaire



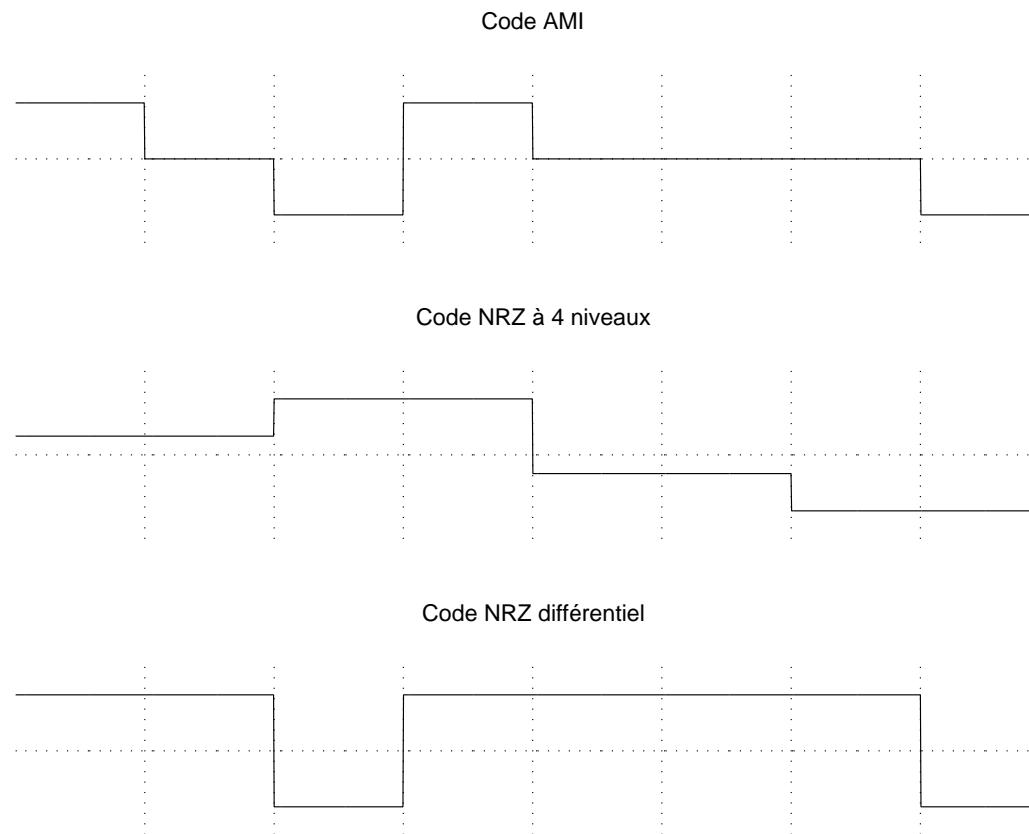
Code RZ unipolaire



Code Biphasé



Séquence de 8 bits : 1 0 1 1 0 0 0 1



## Codage de Gray

Blocs de  $k$  bits  $(b_i)_{i=0,\dots,k-1}$  en codage binaire (entiers de 0 à  $2^q - 1$ )  
 $\Rightarrow$  recodage des entiers par un code de Gray : modification d'un seul bit pour passer d'un entier à l'autre.

### Algorithme :

mot initial  $b_{k-1}b_{k-2}\dots b_1b_0 \Rightarrow$  nouveau mot  $a_{k-1}a_{k-2}\dots a_1a_0$  défini par :

$$\begin{aligned} a_{k-1} &= b_{k-1} \\ a_i &= b_{i+1} \oplus b_i \quad i = 0, \dots, k-2 \end{aligned}$$

### Intérêt :

1 erreur symbole  $\Rightarrow$  1 erreur bit

### Exemple : $k = 2$ , symboles 00,01,10,11

## 5.4 Modulations sur fréquence porteuse

Signal  $x(t)$  transmis sous la forme :

$$x(t) = \operatorname{Re}(z(t)e^{2j\pi f_c t}) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

où  $z(t)$  est l'enveloppe complexe de  $x(t)$ . Les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  sont respectivement les **composantes en phase et en quadrature**.

Densité spectrale de puissance de  $x(t)$  :

$$S_x(f) = \frac{1}{4}S_I(f - f_c) + \frac{1}{4}S_I(f + f_c) + \frac{1}{4}S_Q(f - f_c) + \frac{1}{4}S_Q(f + f_c)$$

où  $S_I(f)$  et  $S_Q(f)$  sont les DSP de  $I(t)$  et  $Q(t)$ .

---

**Constellation** : représentation dans le plan des couples  $(I_k, Q_k)$  possibles

3 types de modulation :

- par sauts d'amplitude : ASK (*Amplitude Shift Keying*)
- par sauts de phase : PSK (*Phase Shift Keying*)
- par sauts d'amplitude et de phase: QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)

$$I(t) = \sum_k I_k s(t - kT_s)$$

$$Q(t) = \sum_k Q_k s(t - kT_s)$$

$$z(t) = \sum_k a_k s(t - kT_s)$$

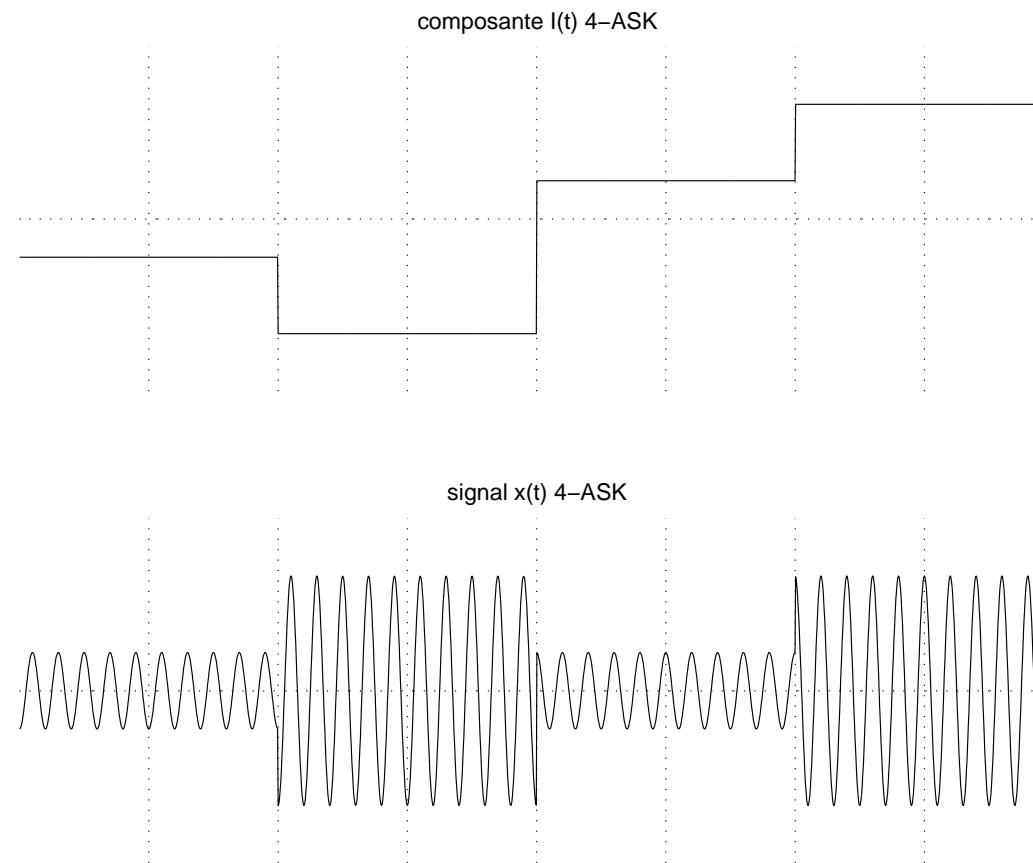
## modulations ASK

Pour chaque symbole  $s_k$ , on émet le signal  $a_k s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t)$  pendant la durée  $[kT_s, (k + 1)T_s]$  ( $\Rightarrow$  Pas de composante en quadrature) :

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t)$$

exemple : modulation 4-ASK

séquence de bits : 1 0 1 1 0 0 0 1



## modulations PSK

Pour chaque symbole  $s_k$ , on émet le signal  $s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t + \phi_k)$  pendant la durée  $[kT_s, (k + 1)T_s]$ , où les  $\phi_k$  sont uniformément réparties sur  $[0; 2\pi[$ .

$$x(t) = \sum_k s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

avec

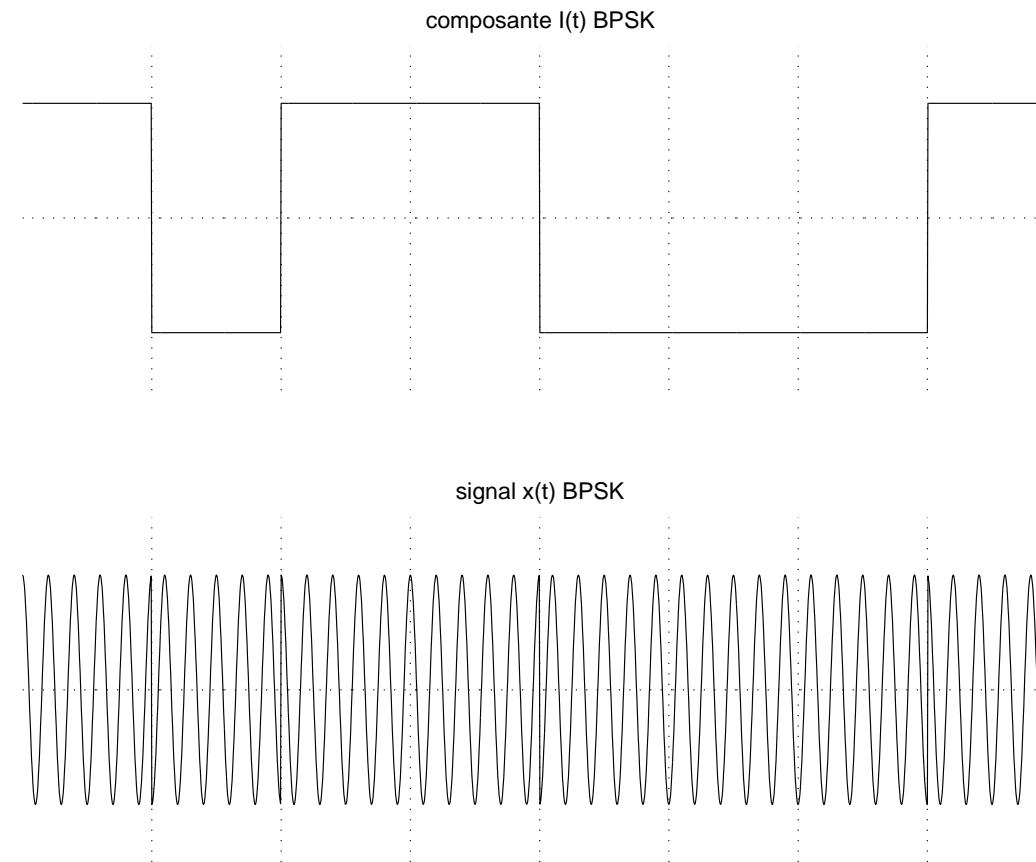
$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_k \cos(\phi_k) s(t - kT_s) \\ Q(t) &= \sum_k \sin(\phi_k) s(t - kT_s) \end{aligned}$$

c'est-à-dire :  $(I_k, Q_k) = (\cos(\phi_k), \sin(\phi_k))$ .

$\Rightarrow I(t)$  et  $Q(t)$  sont donc des signaux  $\frac{M}{2}$ -NRZ de niveaux respectifs  $I_k$  et  $Q_k$ .

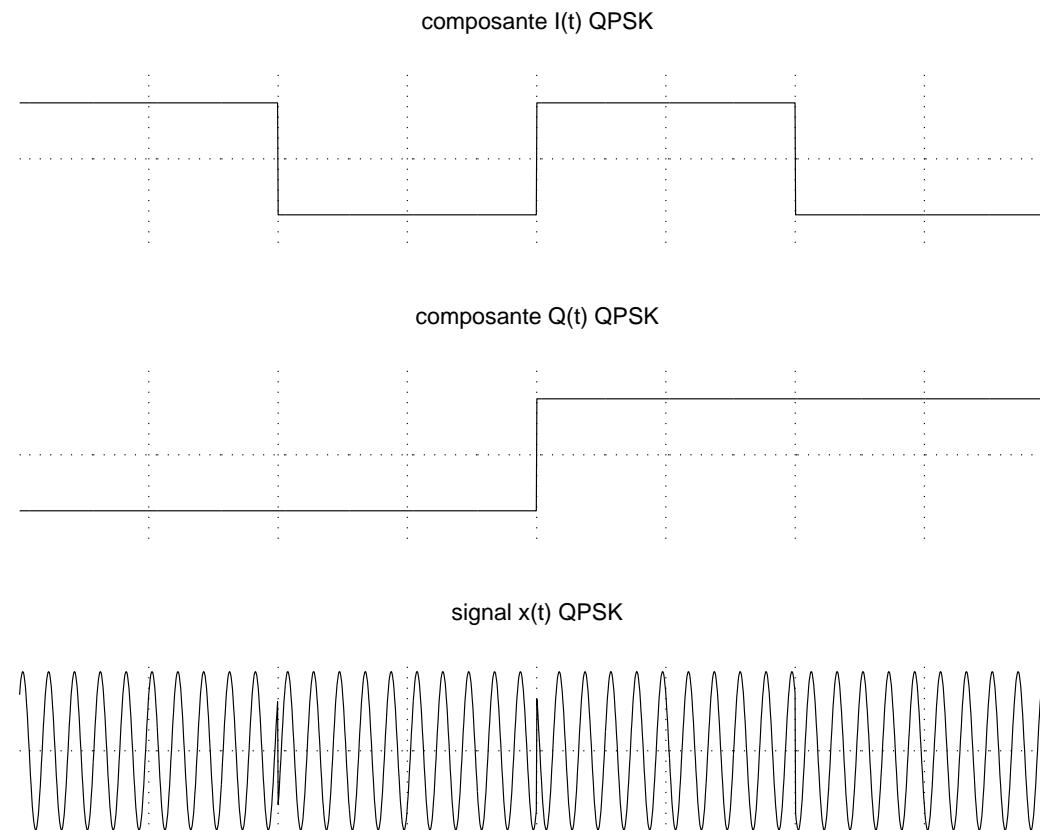
exemple 1 : modulation BPSK

séquence de bits : 1 0 1 1 0 0 0 1



exemple 2 : modulation QPSK

séquence de bits : 1 0 1 1 0 0 0 1



## modulations QAM

Pour chaque symbole  $s_k$ , on émet le signal  $a_k s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t + \phi_k)$  pendant la durée  $[kT_s, (k+1)T_s]$

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - kT_s) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

avec

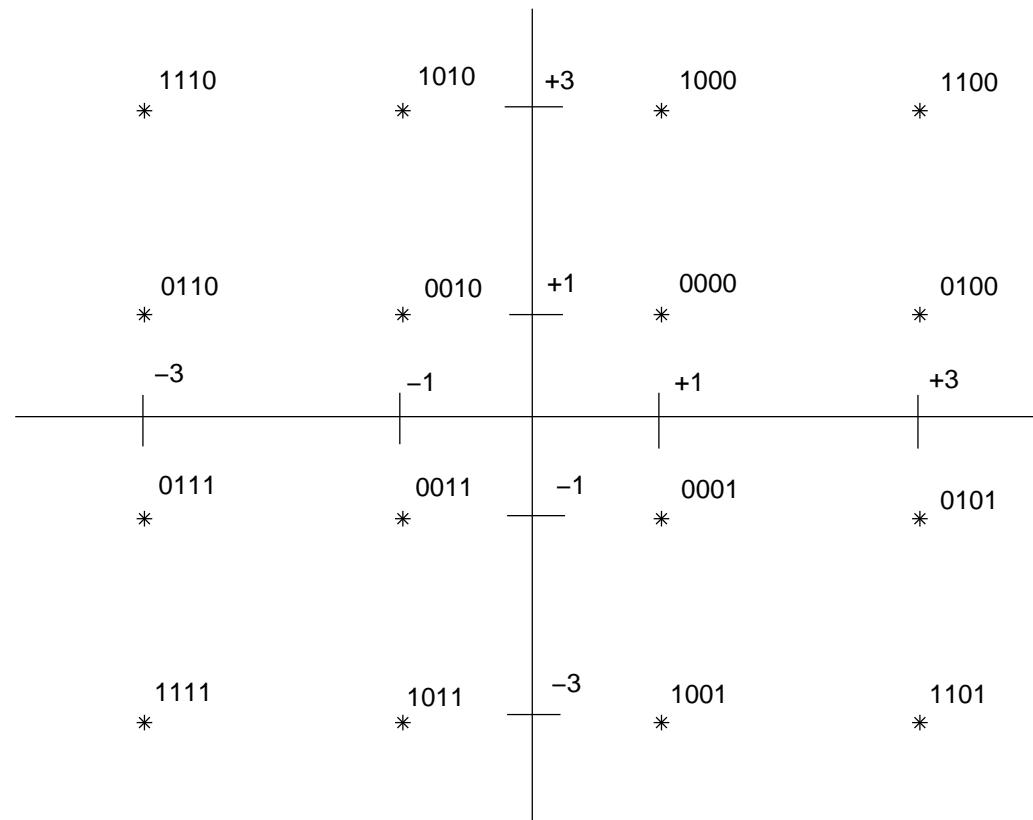
$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_k a_k \cos(\phi_k) s(t - kT_s) \\ Q(t) &= \sum_k a_k \sin(\phi_k) s(t - kT_s) \end{aligned}$$

c'est-à-dire :  $(I_k, Q_k) = (a_k \cos(\phi_k), a_k \sin(\phi_k))$ .

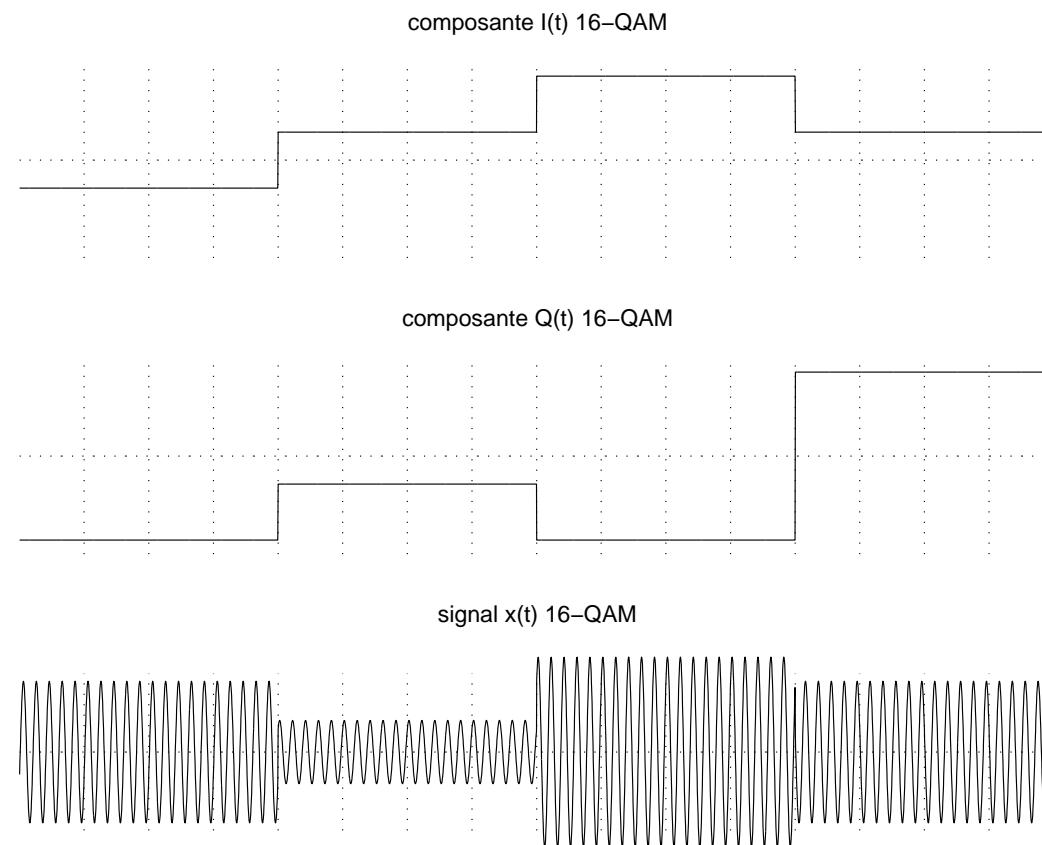
$\Rightarrow I(t)$  et  $Q(t)$  sont donc des signaux M-NRZ de niveaux respectifs  $I_k$  et  $Q_k$ .

exemple : modulation 16-QAM

Constellation 16-QAM rectangulaire



séquence de bits : 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0



## Modulations de fréquences

### Modulations FSK (Frequency Shift Keying)

**Idée** : émettre les  $M = 2^k$  symboles possibles (groupe de  $k$  bits) en émettant des signaux de fréquences différentes.

Séparation entre les fréquences :

$$\Delta f = \frac{\text{Bande de fréquence}}{M}$$

Signal émis pendant la  $k^{\text{ème}}$  période symbole de durée  $T_s$  :

$$x(t) = \operatorname{Re}(z(t)e^{2j\pi f_c t})$$

avec

$$z(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{2j\pi m_k \Delta f t} , \quad m_k \in \{1, \dots, M\}$$

$$x(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

avec

$$\begin{aligned} I(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \sum_k \cos(2\pi m_k \Delta f (t - kT_s)) \Pi_{T_s}(t - kT_s) \\ Q(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T_s}} \sum_k \sin(2\pi m_k \Delta f (t - kT_s)) \Pi_{T_s}(t - kT_s) \end{aligned}$$

$\Rightarrow$  modulations FSK non représentées par une constellation

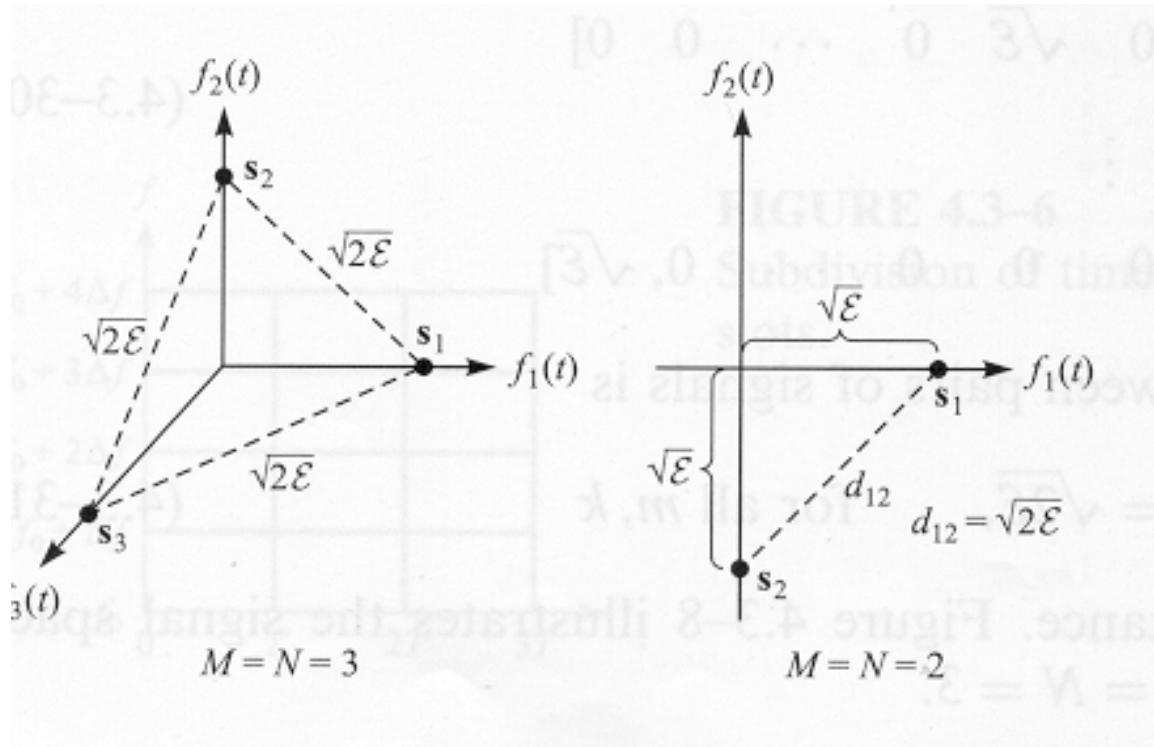
Corrélation entre 2 signaux  $\sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{2j\pi m_k \Delta f t}$  et  $\sqrt{\frac{2E}{T_s}} e^{2j\pi m_l \Delta f t}$  :

$$\begin{aligned} \rho_{kl} &= \sin_c(\pi T_s(k-l)\Delta f) e^{j\pi T_s(k-l)\Delta f} \\ |\rho_{kl}| &= |\sin_c(\pi T_s(k-l)\Delta f)| \end{aligned}$$

**Modulations FSK orthogonales** ( $|\rho_{kl}| = 0$ ) pour

$\Delta f$  multiple de  $\frac{1}{T_s}$ , ou  $\Delta f \gg \frac{1}{T_s}$

⇒ représentation dans un espace de dimensions  $M$



## 5.5 Démodulation

Ici, **démodulation** signifie : récupérer les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$ .  
On suppose un canal parfait sans bruit.

**Démodulation par translation et filtrage passe-bas :**

$$\begin{aligned}y(t) \cos(2\pi f_c t) &= \frac{I(t)}{2} + \frac{I(t)}{2} \cos(4\pi f_c t) - \frac{Q(t)}{2} \sin(4\pi f_c t) \\y(t) \sin(2\pi f_c t) &= -\frac{Q(t)}{2} + \frac{I(t)}{2} \sin(4\pi f_c t) + \frac{Q(t)}{2} \cos(4\pi f_c t)\end{aligned}$$

$\Rightarrow I(t)/2$  et  $-Q(t)/2$  s'obtiennent en filtrant respectivement  $y(t) \cos(2\pi f_c t)$  et  $y(t) \sin(2\pi f_c t)$  par un filtre passe-bas éliminant les fréquences centrées sur  $\pm 2f_c$ .

**Démodulation par filtrage de Hilbert puis translation :**

$$(y(t) + jy_H(t))e^{-2j\pi f_c t} = (x(t) + jx_H(t))e^{-2j\pi f_c t} = z(t)$$

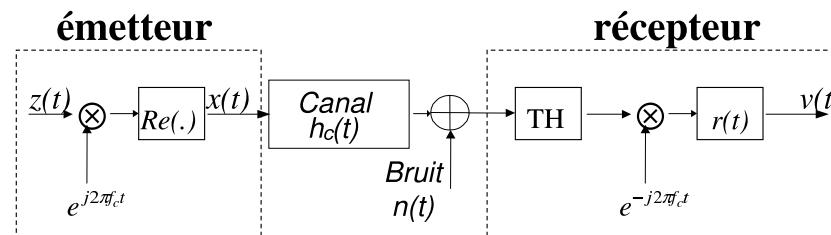
donc

$$\begin{aligned} I(t) &= \operatorname{Re}(z(t)) = y(t) \cos(2\pi f_c t) + y_H(t) \sin(2\pi f_c t) \\ Q(t) &= \operatorname{Im}(z(t)) = -y(t) \sin(2\pi f_c t) + y_H(t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

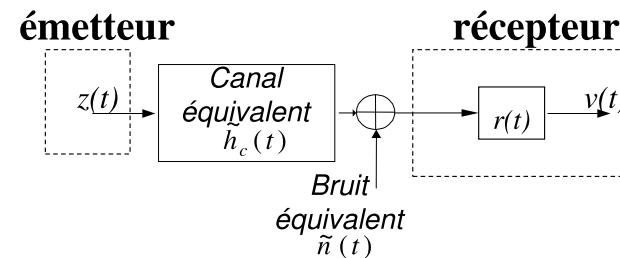
## 5.6 Chaine équivalente en bande de base

Pour un canal **linéaire** avec bruit additif **blanc gaussien**, la chaine de transmission sur fréquence porteuse peut être modélisée par une **chaine équivalente en bande de base**.

chaine de transmission sur fréquence porteuse



chaine de transmission équivalente en bande de base



---

## Chaine sur fréquence porteuse :

- $h_c(t), H_c(f)$  : réponses impulsionale et fréquentielle du canal linéaire
- $n(t)$  : bruit blanc gaussien de DSP  $N_0/2$
- $r(t)$  : filtre de réception passe-bas
- $v(t)$  : sortie du filtre de réception, entrée du système de décision

## Chaine équivalente en bande de base :

- $\tilde{h}_c(t), \tilde{H}_c(f)$  : réponses impulsionale et fréquentielle du canal linéaire équivalent, avec

$$\tilde{h}_c(t) = \frac{1}{2} \text{ enveloppe complexe de } h_c(t) = \frac{1}{2} (h_c(t) + j\text{TH}(h_c(t))) e^{-j2\pi f_c t}$$

- $\tilde{n}(t)$  : bruit blanc gaussien de DSP  $2N_0$
- $r(t)$  : filtre de réception passe-bas
- $v(t)$  : sortie du filtre de réception, entrée du système de décision

## Intérêts :

- étude simplifiée de la chaîne
- simulations numériques facilitées (car fréquences d'échantillonnage faible)

# Chapitre 6 : Récepteur optimal pour canal gaussien

- 6.1 Principe du récepteur
- 6.2 Canal gaussien discret
- 6.3 Détection optimale de signaux continus
- 6.4 Performances
- 6.5 Détection d'une séquence de symboles

## 6.1 Principe du récepteur

**Problème** : à partir du signal reçu  $r$ , choisir l'un des symboles émis  $a_i$  parmi l'ensemble des symboles possibles  $\{a_j\}_{j=1,\dots,N}$ .

**Erreur** : si le symbole choisi  $a_i$  n'est pas le symbole émis  $a_j$ .

**Probabilité d'erreur** :

$$\begin{aligned}
 P(\text{erreur}) &= P\left(\bigcup_{j=1}^N \bigcup_{i \neq j} \{\text{décider } a_i \text{ et } a_j \text{ est émis}\}\right) \\
 &= \sum_{j=1}^N P(a_j) P(\text{erreur} | a_j \text{ est émis}) \\
 &= \sum_{j=1}^N \sum_{i \neq j} P(a_j) P(\text{décider } a_i | a_j \text{ est émis})
 \end{aligned}$$

exemple : 2 symboles  $+1$  et  $-1$ .

$$P(\text{erreur}) = P(+1)P(-1|+1) + P(-1)P(+1|-1)$$

---

## 2 types de probabilité conditionnelle :

- Probabilité **a posteriori**  $P(a_j|r)$  : probabilité de choisir le symbole  $a_j$  connaissant le signal reçu  $r$ .
- Probabilité **a priori** ou vraisemblance  $P(r|a_j)$  : probabilité de recevoir le signal  $r$  quand on émet symbole le symbole  $a_j$ .

Lien entre les 2 probabilités (règle de Bayes) :

---

$$P(a_j|r) = \frac{P(a_j)P(r|a_j)}{P(r)}$$

### 2 règles de décision :

1. règle du **Maximum A Posteriori** (MAP) :

$$a_j = \arg \max_{a_i} P(a_i|r)$$

2. règle du **Maximum de Vraisemblance** (MV ou ML - *Maximum Likelihood*)

$$a_j = \arg \max_{a_i} P(r|a_i)$$

Dans le cas de symboles équiprobables, les deux règles sont **équivalentes**.

## 6.2 Canal gaussien discret

On émet un des symboles  $\{a_j\}_{j=1,\dots,N}$ .

En réception, les signaux reçus possibles s'écrivent :

$$r = a_j + b$$

où  $a \in \{a_j\}_{j=1,\dots,N}$ , et  $b$  est une variable aléatoire gaussienne  $N(0, \sigma^2)$ .

### Récepteur ML

On détecte le symbole  $a_j$  si  $P(r|a_j) > P(r|a_i) \forall i \neq j$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(r-a_j)^2} &> \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(r-a_i)^2} \quad \forall i \neq j \\ \Leftrightarrow \quad (r - a_j)^2 &< (r - a_i)^2 \quad \forall i \neq j \end{aligned}$$

**Interprétation** : on choisit le symbole le plus proche (en distance euclidienne) du signal reçu

## Récepteur MAP

On détecte le symbole  $a_j$  si  $P(a_j|r) > P(a_i|r) \forall i \neq j$

$$\begin{aligned} \frac{\frac{P(a_j)P(r|a_j)}{P(r)}}{\frac{P(a_i)P(r|a_i)}{P(r)}} &> \frac{P(a_i)P(r|a_i)}{P(r)} & \forall i \neq j \\ \Leftrightarrow P(a_j)e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(r-a_j)^2} &> P(a_i)e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(r-a_i)^2} & \forall i \neq j \\ \Leftrightarrow (r - a_j)^2 - 2\sigma^2 \ln P(a_j) &< (r - a_i)^2 - 2\sigma^2 \ln P(a_i) & \forall i \neq j \end{aligned}$$

exemple : 2 symboles +1 (avec probabilité  $p$ ) et -1 (avec probabilité  $1 - p$ ).

**Probabilité d'erreur :**

$$P(\text{erreur}) = pP(-1|+1) + (1-p)P(+1|-1) = p(1 - Q(-\frac{1}{\sigma})) + (1-p)Q(\frac{1}{\sigma})$$

$$\text{où } Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Finalement :

$$P(\text{erreur}) = Q\left(\frac{1}{\sigma}\right)$$

## 6.3 Détection optimale de signaux continus

Signal continu reçu dans l'intervalle de temps  $[0, T]$ :

$$r(t) = s(t) + b(t) , \quad t \in [0, T]$$

où  $b(t)$  est un bruit blanc gaussien de DSP  $S_b(f) = \frac{N_0}{2}$ .

**Problème :** déterminer le signal reçu  $s(t)$  parmi les  $M$  formes d'onde possibles  $\{s_m(t)\}_{m=1,\dots,M}$  correspondant aux  $M$  mots de l'alphabet du code.

**Méthode :**

1. convertir le signal continu  $r(t)$  en un vecteur  $\underline{r} \in \mathbb{R}^N$ , où  $N$  est la dimension du signal transmis ;
2. prendre une décision à partir du vecteur  $\underline{r}$ .

## Le Corrélateur

Décomposition du signal reçu  $r(t)$  sur une base orthonormale de fonctions  $\{\Phi_n(t)\}_n$

$$r(t) = \sum_k r_k \Phi_k(t) \text{ avec } r_k = \int_0^T r(t) \Phi_k(t) dt$$

On suppose que le signal est dans un espace de dimension  $N$ , donc  $s(t)$  est engendré par la base  $\{\Phi_n(t)\}_{n=1,\dots,N} \Rightarrow$  on fait passer  $r(t)$  à travers un banc de  $N$  filtres pour obtenir les composantes de  $r(t)$  dans cette base :

$$r_k = s_{mk} + b_k$$

avec

$$\begin{aligned} r_k &= \int_0^T r(t) \Phi_k(t) dt, \quad k = 1, \dots, N \\ s_{mk} &= \int_0^T s_m(t) \Phi_k(t) dt, \quad k = 1, \dots, N \\ b_k &= \int_0^T b(t) \Phi_k(t) dt, \quad k = 1, \dots, N \end{aligned}$$

$\Rightarrow r(t)$ ,  $s_m(t)$ , et  $b(t)$  sont représentés respectivement par  $\underline{r} = [r_1, \dots, r_N]^T$ ,  $\underline{s}_m = [s_{m1}, \dots, s_{mN}]^T$ , et  $\underline{b} = [b_1, \dots, b_N]^T$ .

---

**Remarque** : les composantes de  $b(t)$  dans  $\{\Phi_n(t)\}_{n \geq N+1}$  sont inutiles pour la décision.

⇒ la décision peut se faire entièrement à partir de  $\underline{r}$ .

On montre que :

$$\underline{r} \mid \underline{s}_m \sim N\left(\underline{s}_m, \frac{N_0}{2} I_N\right)$$

⇒ on se retrouve avec un problème de détection discrète de variables gaussiennes. Le signal  $s_m(t)$  détecté est celui pour lequel le vecteur  $\underline{s}_m$  correspondant minimise la distance

$$d(\underline{r}, \underline{s}_m) = \|\underline{r} - \underline{s}_m\|^2$$

ce qui équivaut à maximiser la fonction

$$C(\underline{r}, \underline{s}_m) = 2\underline{r}^T \underline{s}_m - \|\underline{s}_m\|^2$$

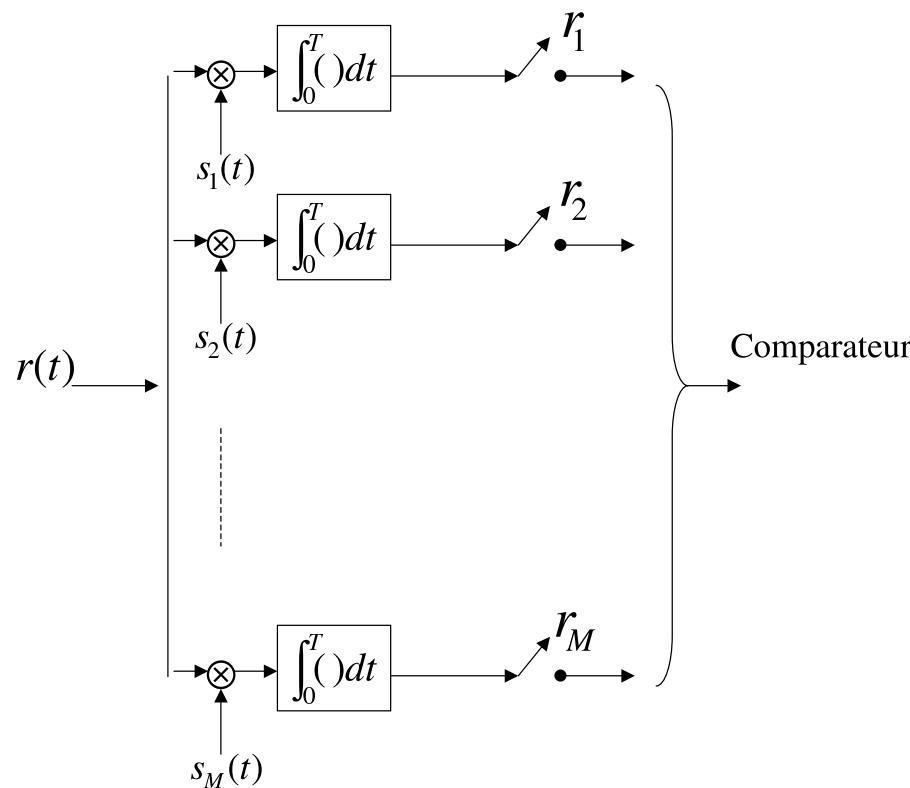
Finalement, le signal détecté minimise

$$2 \int_0^T r(t)s_m(t)dt - E_m , \quad m = 1, \dots, M$$

où  $E_m = \|\underline{s}_m\|^2$  est l'énergie du signal  $s_m(t)$  dans l'intervalle  $[0, T]$ .

Si les signaux ont la même énergie,  $s_m(t)$  minimise

$$\int_0^T r(t)s_m(t)dt , \quad m = 1, \dots, M$$



## Autre interprétation : le Filtre Adapté

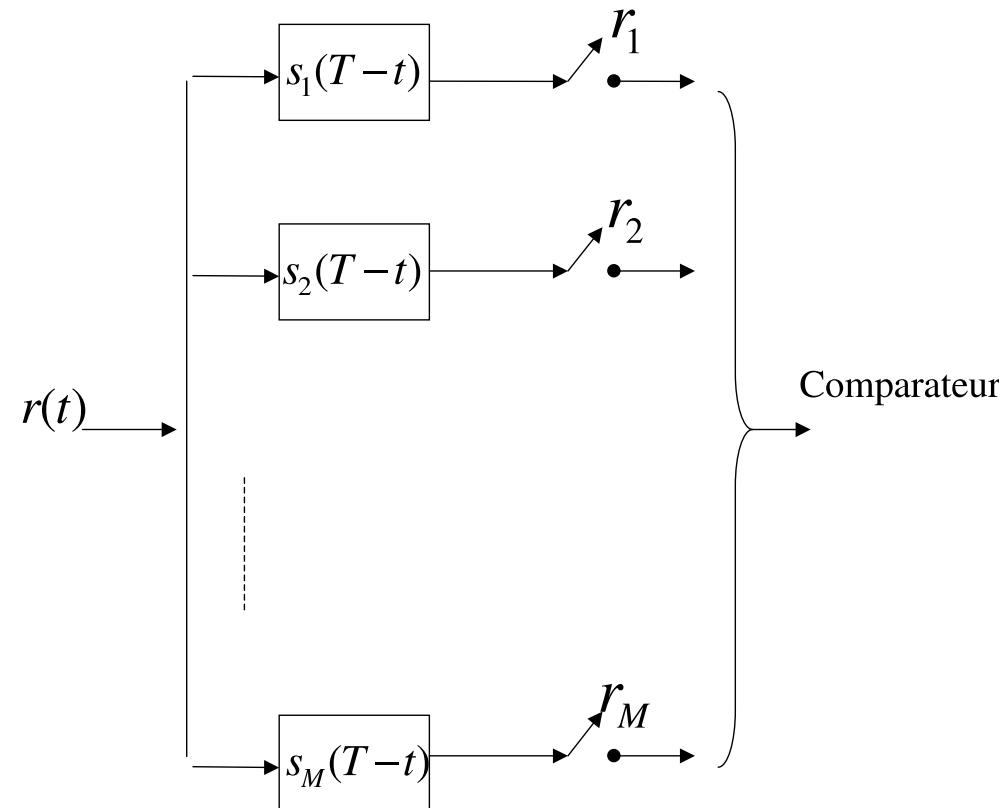
On peut voir le terme de corrélation  $\int_0^T r(t)s_m(t)dt$  comme la sortie échantillonée à l'instant  $T$  du *filtre adapté* à  $s_m(t)$ , d'entrée  $r(t)$  :

$$\int_0^T r(t)s_m(t)dt = \int_0^T r(t)h_m(T-t)dt$$

où

$$h_m(t) = \begin{cases} s_m(T-t) & , t \in [0, T] \\ 0 & , \text{ sinon} \end{cases}$$

est le filtre adapté au signal  $s_m(t)$ .



## Propriétés du filtre adapté :

### 1. Maximisation du rapport signal sur bruit en sortie

$y(t)$  sortie du filtre d'entrée  $r(t)$  de réponse impulsionnelle  $h(t)$  :

$$SNR_{sortie} = \frac{y_s^2(T)}{E[y_n^2(T)]}$$

Le filtre adapté est celui pour lequel  $SNR_{sortie}$  est le plus fort :

$$SNR_{max} = \frac{2E_m}{N_0}$$

### 2. Interprétation fréquentielle

Transformée de Fourier de la composante signal  $y_s(t)$  en sortie :

$$Y_s(f) = |S(f)|^2 e^{-2j\pi f T}$$

Donc

$$y_s(T) = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df = \int_0^T s^2(t) dt = E$$

Densité spectrale de puissance de la composante bruit en sortie :

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} |S(f)|^2$$

Puissance du bruit :

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} S_b(f) df = \frac{N_0}{2} E$$

On retrouve :

$$SNR_{max} = \frac{2E}{N_0}$$

## 6.4 Performances

### Performances pour communication binaire

On considère des signaux  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  équiprobables et de même énergie  $E$ .

On note

$$c_m = \int_0^T r(t)s_m(t)dt , \quad m = 1, 2$$

Probabilité d'erreur :

$$P_e = \frac{1}{2}P[c_2 > c_1 | s_1] + \frac{1}{2}P[c_1 > c_2 | s_2]$$

Or,

$$c_m = \int_0^T s(t)s_m(t)dt + \int_0^T b(t)s_m(t)dt$$

alors :

$$c_2 - c_1 | s_1 = E(\rho - 1) + b$$

$$c_2 - c_1 | s_1 = E(1 - \rho) + b$$

---

où  $\rho = \frac{1}{E} \int_0^T s_1(t)s_2(t)dt$  et  $b$  variable gaussienne  $N(0, N_0 E(1 - \rho))$ .

Finalement :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}(1 - \rho)}\right)$$

exemples :

1. modulation de phase BPSK **antipodale**

$$\begin{aligned}s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi ft) \\ s_2(t) &= -\sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi ft)\end{aligned}$$

Alors  $\rho = -1$  et

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$$

2. modulation de phase BPSK **orthogonale**

$$\begin{aligned}s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi ft) \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin(2\pi ft)\end{aligned}$$

Alors  $\rho = 0$  et

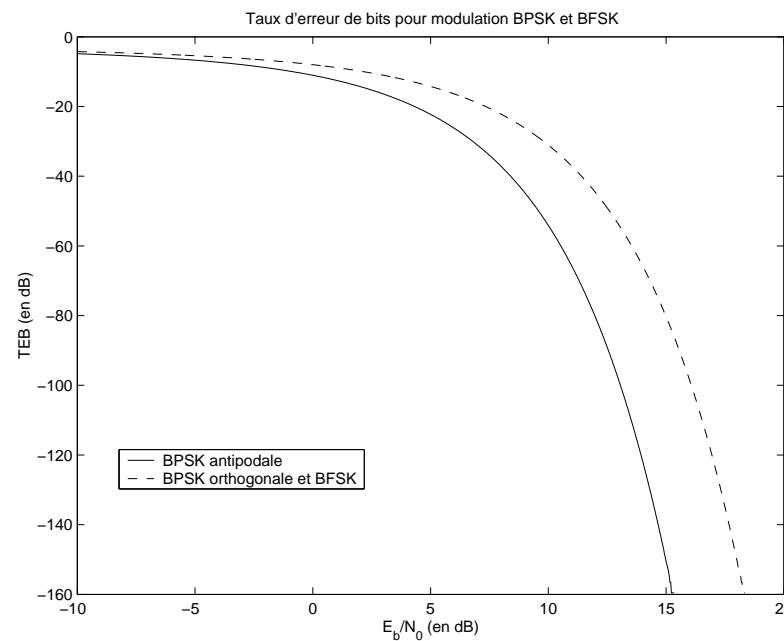
$$P_e = Q \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right)$$

### 3. modulation de fréquences BFSK

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t) \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_2 t) \end{aligned}$$

Alors  $\rho = 0$  pour  $T(f_2 - f_1)$  entier ou  $\gg 1$ , et

$$P_e = Q \left( \sqrt{\frac{E}{N_0}} \right)$$



## Performances pour communication $M$ -aire

Expressions analytiques très complexes  $\Rightarrow$  approximations et bornes

**Signaux orthogonaux de même énergie  $E$  :**

$$P_e \leq (M - 1)Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right)$$

**Modulation  $M$ -PSK pour  $SNR$  élevé :**

$$P_e \simeq 2Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right) = 2Q\left(\sqrt{\frac{2kE_b}{N_0} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$$

où  $k = \log_2 M$  et  $E_b$  est l'énergie par bit.

**Modulation  $M$ -QAM** ( $\bar{E}$  : énergie symbole moyenne):

$$P_e \leq 1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3\bar{E}}{(M - 1)N_0}}\right)\right)^2$$

## 6.5 Détection d'une séquence de symboles

**Signaux à mémoire** : interdépendance entre symboles successifs

⇒ les détecteurs basés sur l'indépendance des symboles ne sont plus optimaux

⇒ nécessité de tenir compte de cette dépendance ⇒ détection de la séquence de symboles dans son intégralité

exemple : signal NRZ différentiel (entrée  $a_k$ , sortie  $b_k$ )

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$

$b_k = 0$  ou  $1$ , codé par les niveaux  $s_0 = A$  et  $s_1 = -A$ .

En sortie du filtre adapté :

$$r_k = \pm A + n_k$$

où  $n_k \sim N(0, \sigma^2)$ .

Probabilité conditionnelle de la séquence observée de longueur  $K$  ( $r_1, r_2, \dots, r_K$ ) si la séquence  $\mathbf{s}^{(n)}$  a été émise :

$$P(r_1, r_2, \dots, r_K | \mathbf{s}^{(n)}) = (2\pi\sigma^2)^{-K/2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^K (r_k - s_k^{(n)})^2\right)$$

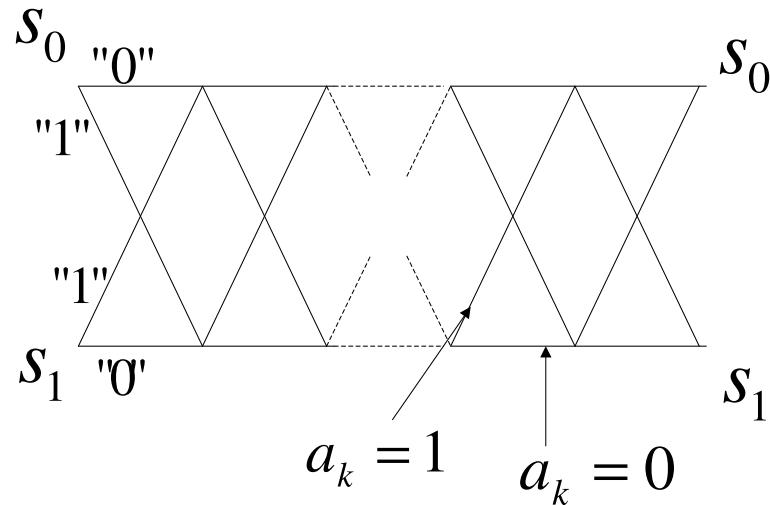
où  $s_k^{(n)} = \pm A$ .

La solution du maximum de vraisemblance est donc la séquence  $\mathbf{s}^{(n)}$  qui minimise la **métrique** :

$$\sum_{k=1}^K (r_k - s_k^{(n)})^2$$

En principe :  $2^K$  séquences possibles à tester pour trouver l'optimale

$\Rightarrow$  impossible si  $K$  est grand  
 $\Rightarrow$  utilisation de l'**algorithme de Viterbi**.



## Principes de l'algorithme de Viterbi :

1. A l'étape  $i$  ( $i = 1$  à  $K$ ) : pour les deux états  $s_0$  et  $s_1$ , calcul des métriques cumulées provenant des 2 chemins entrants  
exemple : pour l'état  $s_0$ , calcul de

$$\begin{aligned} D_1(i) &= D_1(i-1) + (r_i - A)^2 \\ D_2(i) &= D_2(i-1) + (r_i - A)^2 \end{aligned}$$

2. sélection de la métrique minimale et conservation du chemin correspondant (chemin **survivant**)
3. à la dernière étape ( $i = K$ ), obtention de la séquence optimale à partir du dernier chemin survivant

### Améliorations de l'algorithme :

- ajouts de bits à 0 en début et fin de séquence pour débuter et terminer sur un état connu ;
- pour éviter des retards de décision trop importants (si  $K$  grand), prise en compte que des chemins de longueur d'environ  $5(L + 1)$  ou  $6(L + 1)$ , où  $L$  est la **mémoire** du signal (ex :  $L = 1$  pour le NRZ différentiel).

# Chapitre 7 : Interférences Inter-Symboles et Egalisation

- 7.1 Interférences Inter-Symboles
- 7.2 Critère et filtres de Nyquist
- 7.3 Principe de l'égalisation
- 7.4 Egalisation fixe
- 7.5 Egalisation adaptative
- 7.6 Identification

## 7.1 Interférences Inter-Symboles

Signal émis : suite de symboles  $a_i$

Signal après filtre de mise en forme  $h_m(t)$  :

$$s(t) = \left( \sum_k a_k \delta(t - kT_s) \right) * h_m(t) = \sum_k a_k h_m(t - kT_s)$$

Signal après canal et bruit :

$$y(t) = h_c(t) * s(t) + n(t)$$

Signal après filtre de réception  $h_r(t)$  :

$$r(t) = h_r(t) * y(t)$$

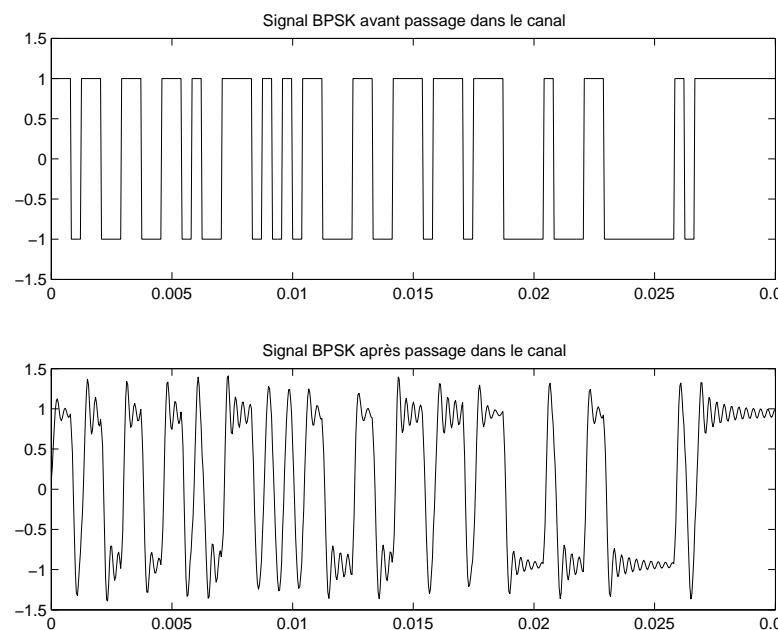
Signal après échantillonnage aux instants  $t_i = iT_s + \theta$  :

$$x_i = r(t_i) = (h_{eq} * s)(t_i) = h_{eq}(\theta)a_i + \sum_{k \neq i} a_k h_{eq}((i - k)T_s + \theta) + w(t_i)$$

avec  $h_{eq}(t) = h_m(t) * h_c(t) * h_r(t)$  : filtre équivalent.

- $h_{eq}(\theta)a_i$  : contribution du  $i^{me}$  symbole transmis ;
- deuxième terme : contribution des autres symboles transmis sur le décodage du  $i^{me}$  symbole : Interférence Inter-Symboles (IIS)
- $w(t_i)$  : terme de bruit

exemple : signal BPSK sur canal RTC



## Diagramme de l'oeil

**Principe** : superposition sur une seule période (intervalle de temps de longueur  $T_s$ ) de toutes les périodes du signal analogique reçu  $y(t)$ .

**Objectifs** :

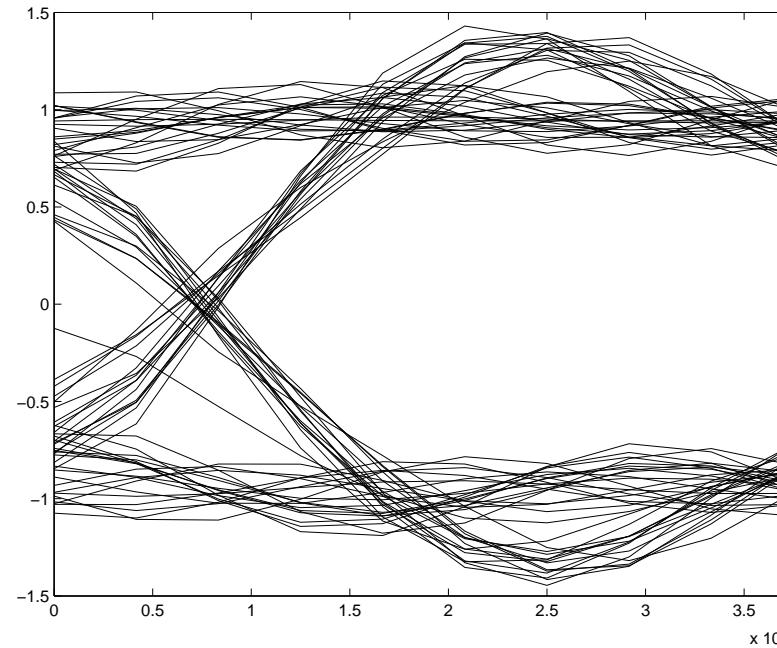
- visualiser les chevauchements entre les symboles (IIS)
- déterminer l'instant d'échantillonnage optimal (instant de la période où l'oeil est le plus ouvert)

**Critères** :

- hauteur de l'oeil : immunité au bruit
- largeur de l'oeil : marge pour le choix de l'instant d'échantillonnage
- pente de la fermeture : sensibilité à une erreur par rapport à l'instant optimal

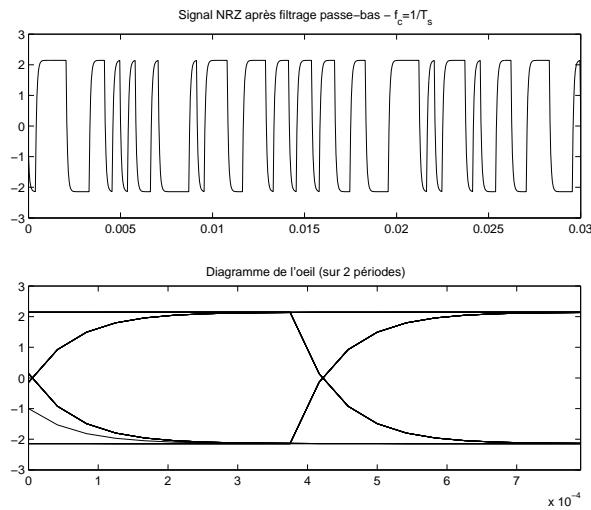
---

exemple : signal BPSK sur canal RTC

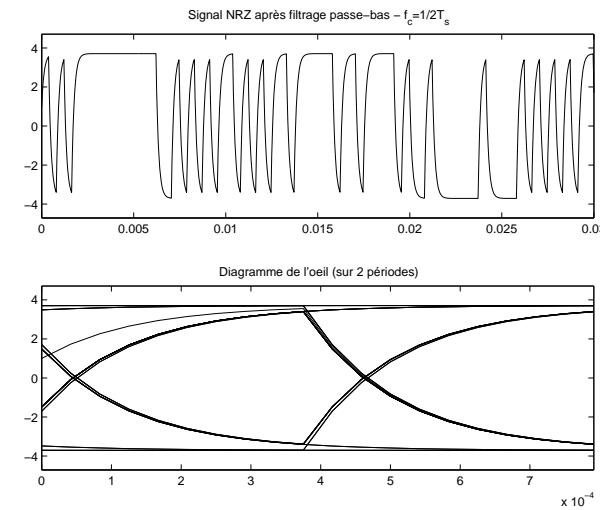


exemples : signal NRZ de période  $T_s$ , et filtre passe-bas d'ordre 1 de fréquence de coupure  $f_c = \frac{1}{kT_s}$ .

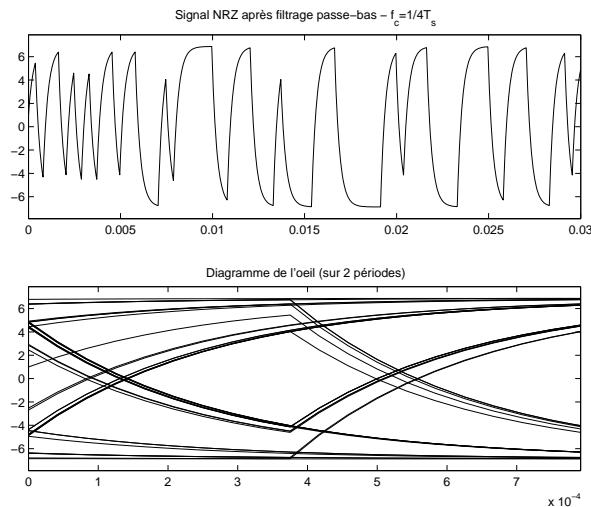
$$\begin{aligned}
 H_c(f) &= \frac{1}{2\pi f_c(1 + f/f_c)} \\
 h_c(t) &= e^{-2\pi f_c t} \text{ pour } t \geq 0 \\
 y(t) &= \Pi_{T_s}(t) * h(t) \\
 y(t) &= \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{1-e^{-2\pi f_c t}}{2\pi f_c}, & t \in [0, T_s] \\ \frac{e^{2\pi f_c(T-t)}-e^{-2\pi f_c t}}{2\pi f_c}, & t \geq T \end{cases}
 \end{aligned}$$



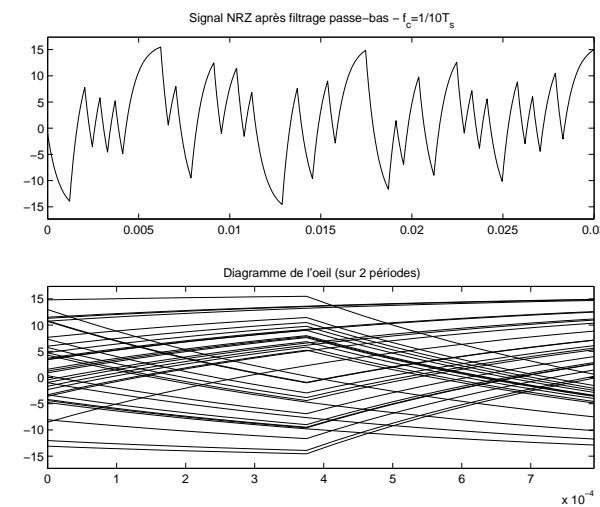
1<sup>er</sup> cas :  $f_c = 1/T_s$



2<sup>ème</sup> cas :  $f_c = 1/2T_s$



3<sup>ème</sup> cas :  $f_c = 1/4T_s$



4<sup>ème</sup> cas :  $f_c = 1/10T_s$

## 7.2 Critère et filtres de Nyquist

Condition sur  $h_e(t)$  pour éliminer l'IIS :

$$h_{eq}((i - k)T_s + \theta) = \begin{cases} 1 & \text{pour } i = k \\ 0 & \text{pour } i \neq k \end{cases}$$

Condition en fréquences (équivalente)

$$\sum_k H_{eq}(f - k/T_s) e^{2j\pi(f - \frac{k}{T_s})\theta} = T_s$$

Pour  $\theta = 0$  :

$$h_{eq}((i - k)T_s) = \begin{cases} 1 & \text{pour } i = k \\ 0 & \text{pour } i \neq k \end{cases}$$

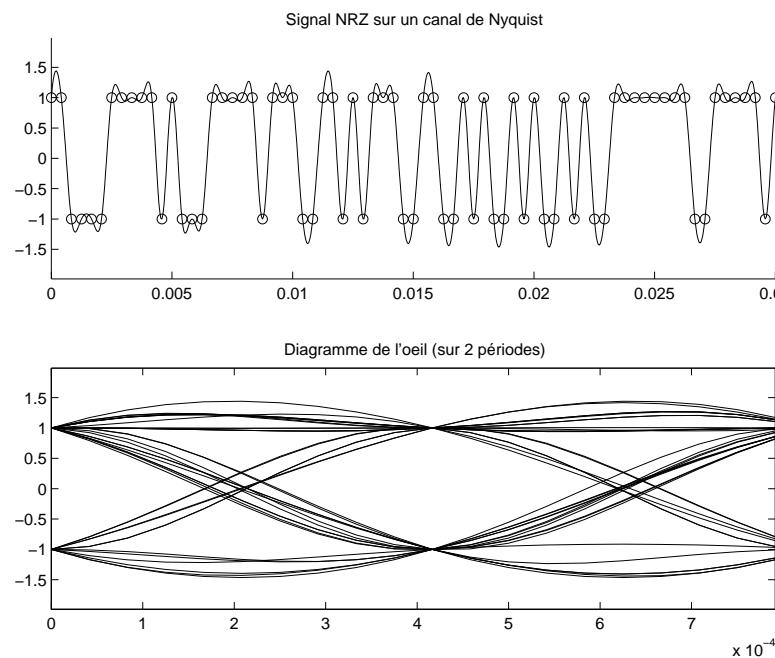
$$\sum_k H_{eq}(f - k/T_s) = T_s$$

## Interprétation du critère de Nyquist pour un canal de largeur $B$

- $1/T_s > 2B$  : toujours de l'IIS
- $1/T_s < 2B$  : possibilités de choisir  $H_{eq}(f)$  qui vérifie le critère de Nyquist

$$H_{eq}(f) + H_{eq}(f - 1/T_s) = T_s$$

exemple : transmission d'un signal BPSK sur canal de Nyquist



## Filtres de Nyquist en cosinus surélevé

Exemple de filtres de bande inférieure à  $1/T_s$  vérifiant le critère de Nyquist :  
**filtres en cosinus sur-élévé** (*Raised Cosine Filter* : RCF)

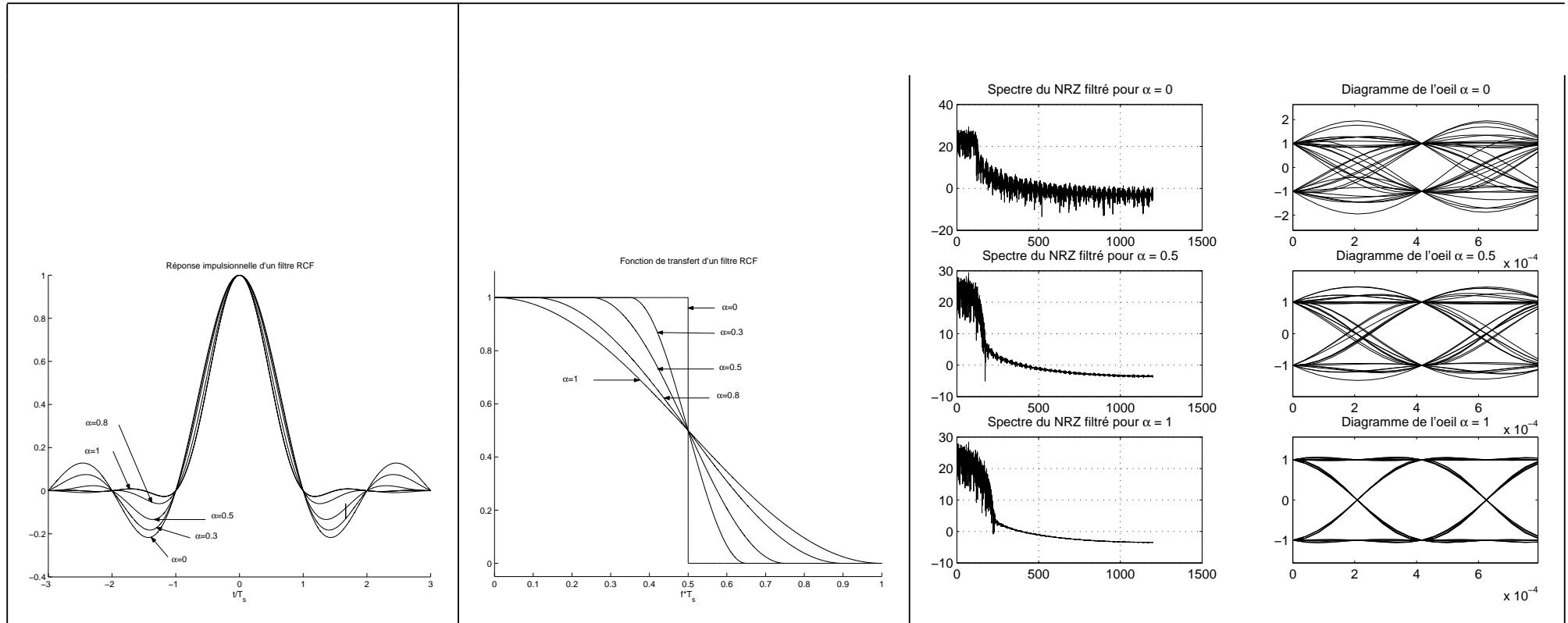
$$H_{eq}(f) = \begin{cases} T_s, & |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi T_s}{\alpha} \left( f - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right) \right), & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases}$$

$\alpha \in [0, 1]$  : facteur d'arrondi (*roll-off*) relié à  $f_c$  par

$$f_c = \frac{1 + \alpha}{2T_s}, \quad \alpha = 2T_s f_c - 1$$

Réponse impulsionnelle du filtre RCF:

$$h_{eq}(t) = \sin_c(\pi t / T_s) \frac{\cos(\pi \alpha t / T_s)}{1 - (2\alpha t / T_s)^2}$$



$\alpha \rightarrow 1$  : moins sensible aux erreurs d'échantillonnage, bande passante élevée

$\alpha \rightarrow 0$  : sensible aux erreurs d'échantillonnage, bande passante faible

## Canal idéal : filtres SRRCF

Canal idéal :  $H_c(f) = 1 \Rightarrow$  il faut :

$$H_m(f)H_r(f) = H_{eq}(f)$$

Filtre de réception optimale : filtre adapté  $\Rightarrow H_r(f) = H_m^*(f)$

D'où :

$$|H_m(f)| = |H_r(f)| = \sqrt{H_{eq}(f)}$$

$\Rightarrow H_m(f)$  et  $H_r(f)$  : filtres en **racine de cosinus surélevé** (SRRCF)

Intérêts :

- filtre équivalent = filtre de Nyquist
- filtre de réception = filtre adapté
- le filtre d'émission limite la BP du signal émis, et le filtre de réception la BP du signal reçu.

## 7.3 Principe de l'égalisation

**Objectif** : ajouter un filtre après le filtre de réception et l'échantillonnage afin de réduire les effets du canal (l'IIS) à l'aide d'un filtre *égaliseur*.

**Cas idéal** : canal connu et bruit nul

**Solution** :  $H_m(f)$  et  $H_r(f)$  filtre SRRCF, et

$$H_e(f) = \frac{1}{H_c(f)}$$

**Deux types d'égaliseurs** :

- Egaliseurs **fixes** : valables pour canaux invariants par rapport au temps
- Egaliseurs **adaptatifs** : valables pour canaux variants (mais aussi invariants) par rapport au temps

## 7.4 Egalisation fixe

### Zero-Forcing Equalizer

- Filtre RIF à  $M$  coefficients  $\underline{h}_e = [h_e(0), h_e(1), \dots, h_e(M-1)]^T$  tel que  $H_e(z)$  approche  $1/H_c(z)$ .
- Introduction d'un retard  $R$  pour garder la causalité  $\Rightarrow$

$$H_e(z) = z^{-R} / H_c(z)$$

- Equation obtenue sur la réponse impulsionnelle :

$$\sum_{i=0}^{\min(n, M-1)} h_e(i) h_c(n-i) = \delta(n-R)$$

$\Rightarrow \underline{h}_e$  solution du système linéaire :

$$\begin{bmatrix} h_c(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_c(1) & h_c(0) & \dots & \dots & 0 \\ h_c(2) & h_c(1) & h_c(0) & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_c(k) & \dots & \dots & \dots & h_c(k-M+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_e(0) \\ h_e(1) \\ \dots \\ h_e(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow R^{\text{ème}} \text{ ligne}$$

avec  $k \geq \max(R, M - 1)$ .

**Sous forme matricielle :**

$$C \underline{h}_e = \underline{b}$$

**Solution :**

- pour  $k = M - 1$  (matrice carrée) :

$$\underline{h}_e = C^{-1} \underline{b}$$

- pour  $k > M - 1$  (système sur-déterminé) :

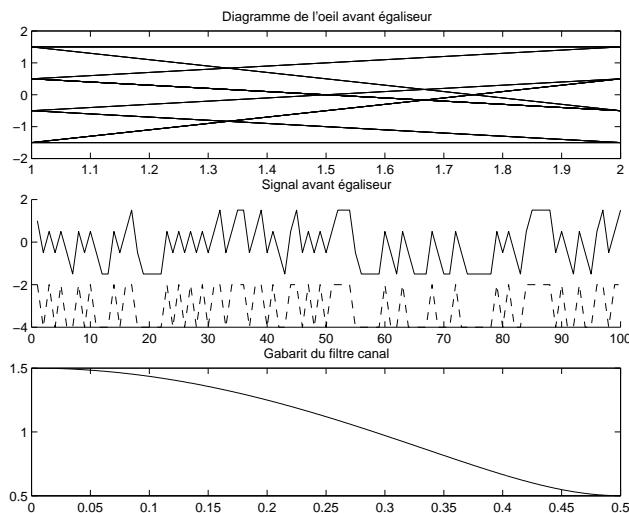
$$\underline{h}_e = C^\sharp \underline{b}$$

où  $C^\sharp = (C^H C)^{-1} C^H$  est la pseudo-inverse de  $C$ , obtenue en résolvant le problème  $\min_{\underline{h}_e} \|C \underline{h}_e - \underline{b}\|^2$

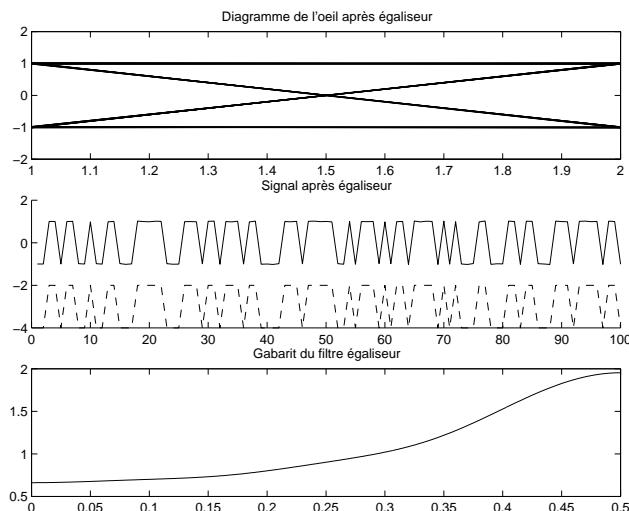
**Avantages/Inconvénients :**

- + simplicité
- amplification du bruit
- nécessité de la connaissance du canal

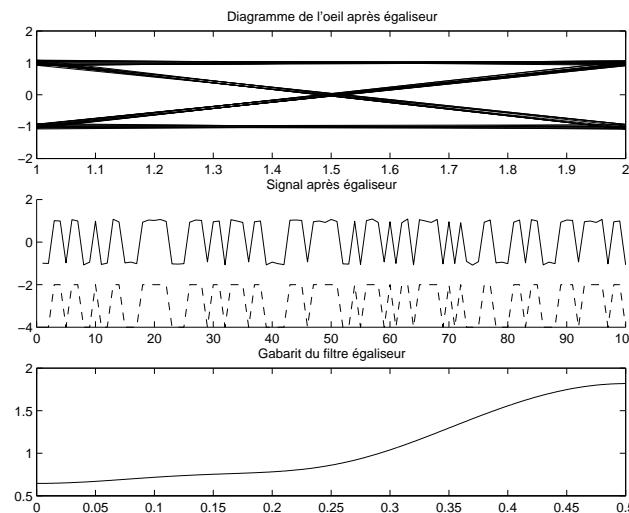
*exemple 1 : canal  $h = [1; 0.5]^T$  - pas de bruit*



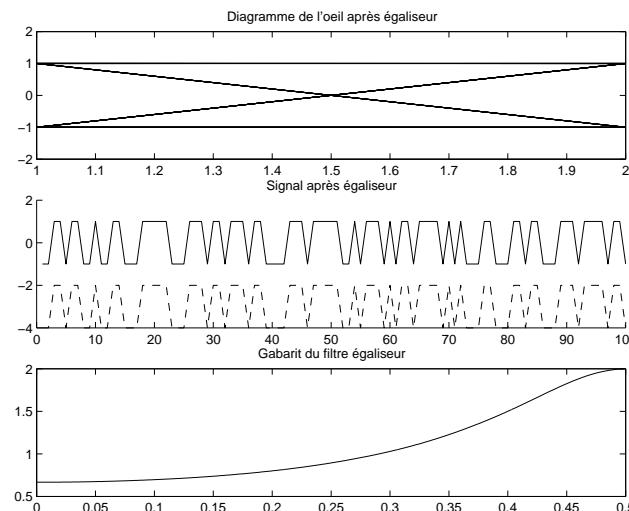
Avant égalisation



2<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 5

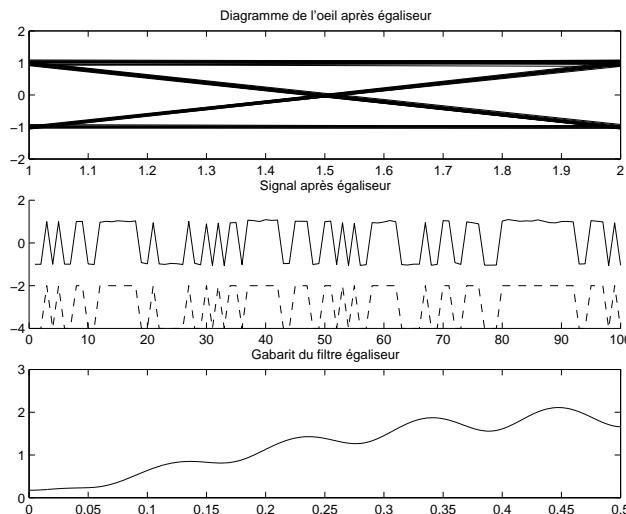
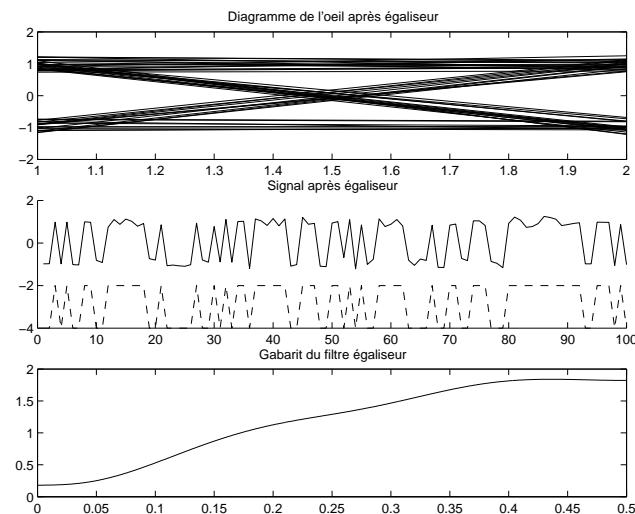
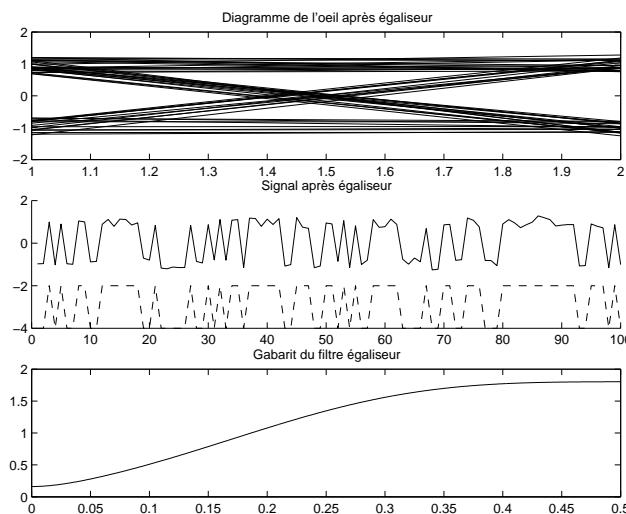
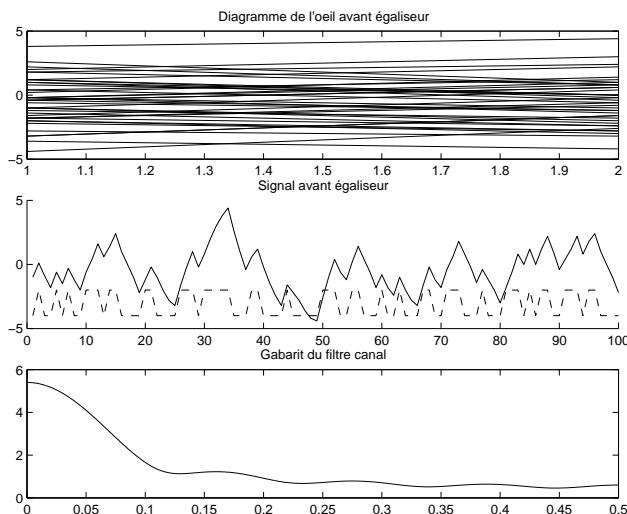


1<sup>er</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 3

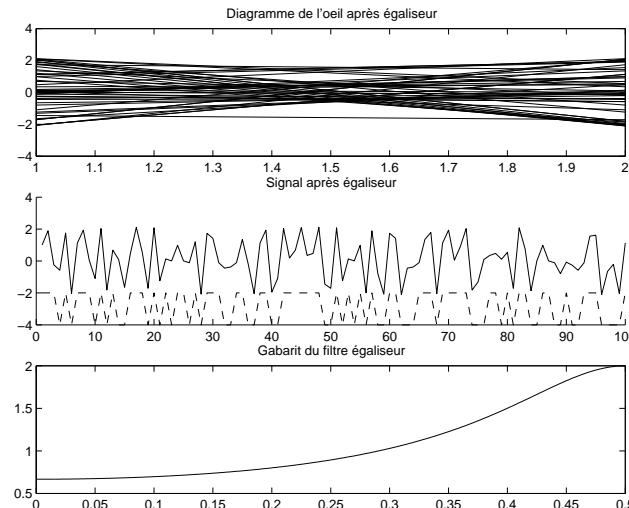
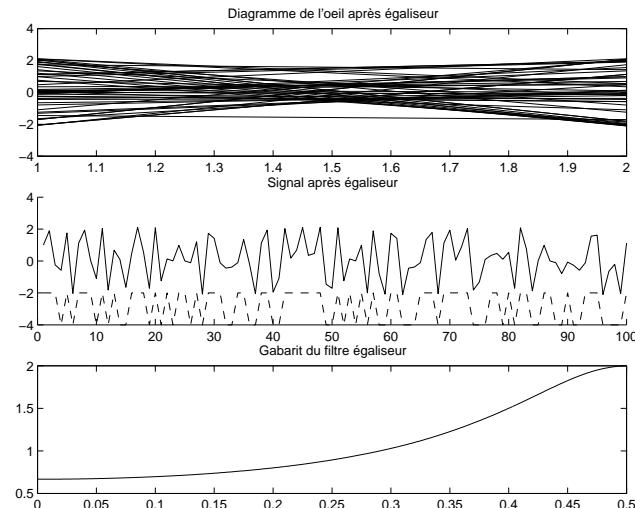
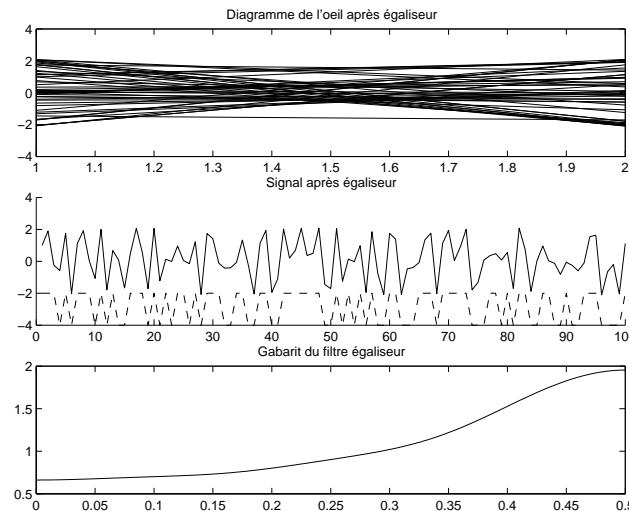
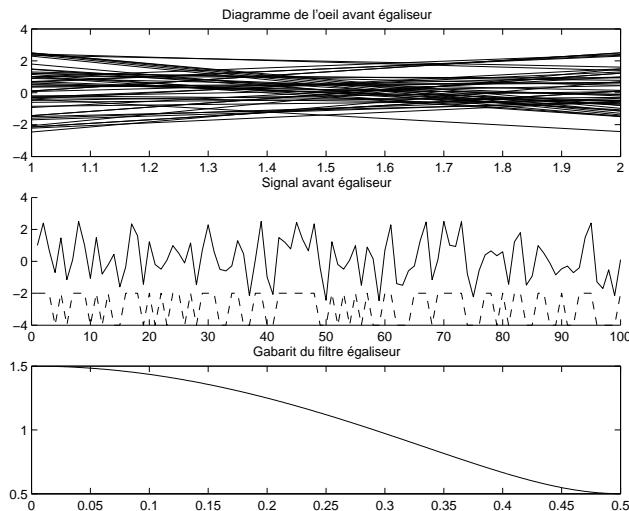


3<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 10

*exemple 2 : canal  $h = [1; 0.9; 0.8; 0.7; 0.6; 0.5; 0.4; 0.3; 0.2]^T$  - pas de bruit*



*exemple 3 : canal  $h = [1; 0.5]^T$  - bruit sinusoïdal de fréquence 1/3*



## Minimum Mean-Square Error

**Objectif** : minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre l'entrée et la sortie.

$$\varepsilon(\underline{h}_e) = E[|y_n - a_{n-R}|^2]$$

$$y_n = \sum_{i=0}^{M-1} h_e(i)x(n-i) = \underline{h}_e^T \underline{x}(n)$$

où  $\underline{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \dots x(n-M+1)]^T$ .

**Résultat** :

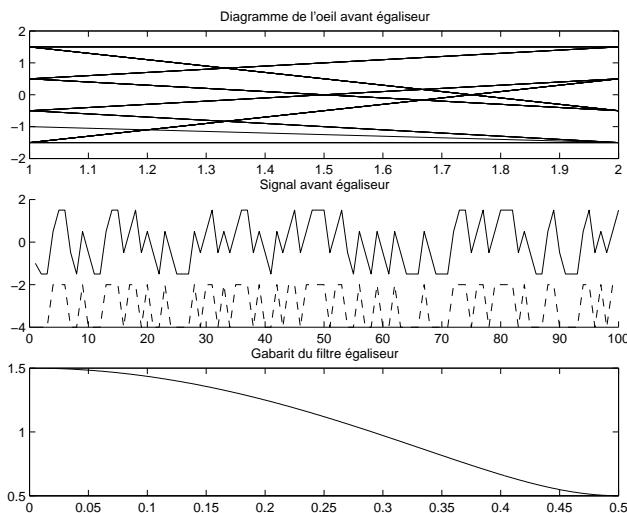
$$\underline{h}_e = R_{xx}^{-1} r_{xa}(R)$$

où  $R_{xx}$  est la matrice d'auto-corrélation de  $x(n)$ , et  $r_{xa}(R)$  est le vecteur d'intercorrélation entre  $x(n)$  et  $a(n-R)$ .

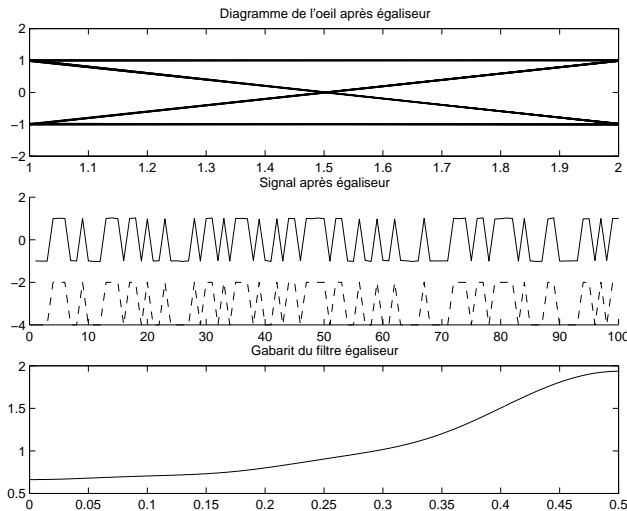
**Avantages/Inconvénients** :

- + prise en compte du bruit
- nécessite d'une séquence d'apprentissage
- mauvais si évanouissements sélectifs

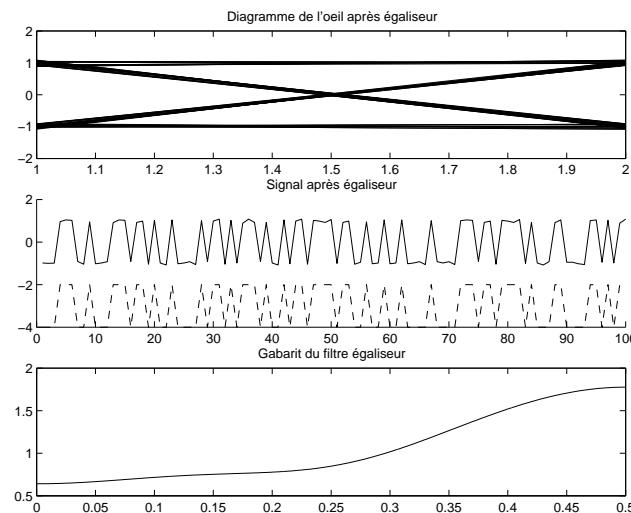
*exemple 1 : canal  $h = [1; 0.5]^T$  - pas de bruit*



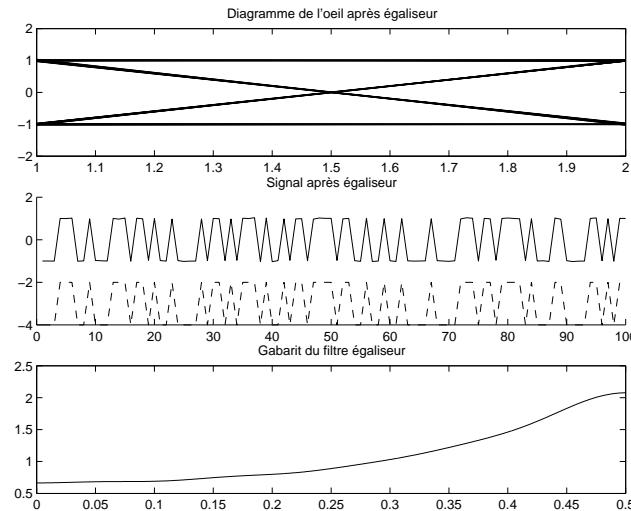
Avant égalisation



2<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 5

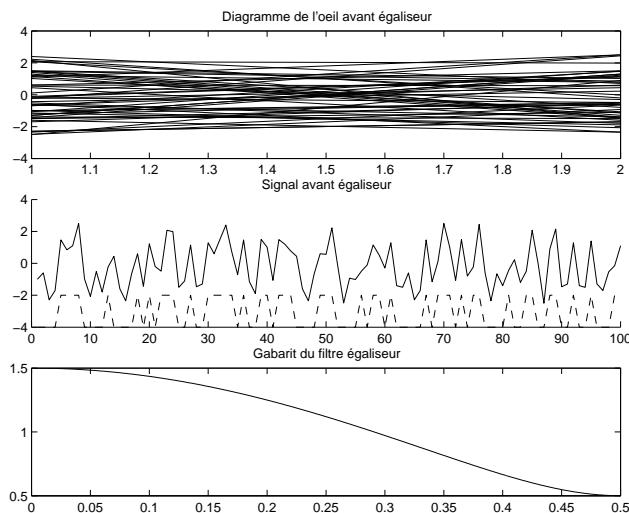


1<sup>er</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 3

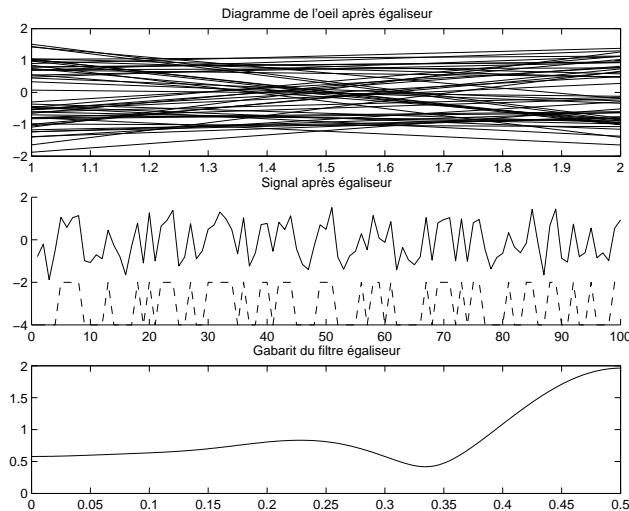


3<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 10

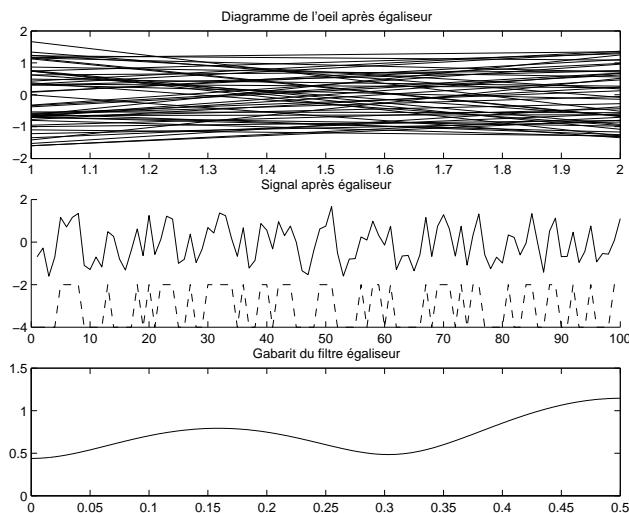
exemple 2 : canal  $h = [1; 0.5]^T$  - bruit sinusoïdal de fréquence 1/3



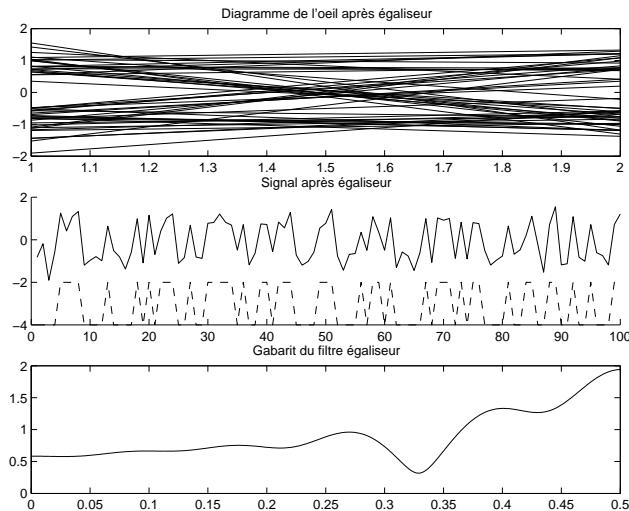
Avant égalisation



2<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 10



1<sup>er</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 5



3<sup>ème</sup> cas : filtre égaliseur d'ordre 20

## Maximum Likelihood Sequence Estimator

Signal discret obtenu avec filtre adapté, filtres de blanchiment, et échantillonnage au rythme symbole :

$$y_n = \sum_{i=0}^{L-1} h_d(i) a_{n-i} + v_n$$

où

- $\{h_d(i)\}_{i=0,\dots,L-1}$  est la réponse impulsionnelle du canal discret (avec filtre de blanchiment) équivalent de mémoire  $L$
- $v_n$  est un bruit blanc gaussien centré

D'après le critère ML, la séquence émise  $\mathbf{s}^{(n)}$  (de longueur  $K$ ) est celle qui minimise la métrique

$$\sum_{k=1}^K (y_k - s_k^{(n)})^2$$

où  $s_k^{(n)} = \sum_{i=0}^{L-1} h_d(i) s_{k-i}^{(n)}$  est la sortie à l'instant  $k$  correspondant à l'entrée  $\mathbf{s}^{(n)}$ .

Cette minimisation se fait par l'**algorithme de Viterbi**.

**Avantage du MLSE :**

- meilleures performances

**Inconvénients du MLSE :**

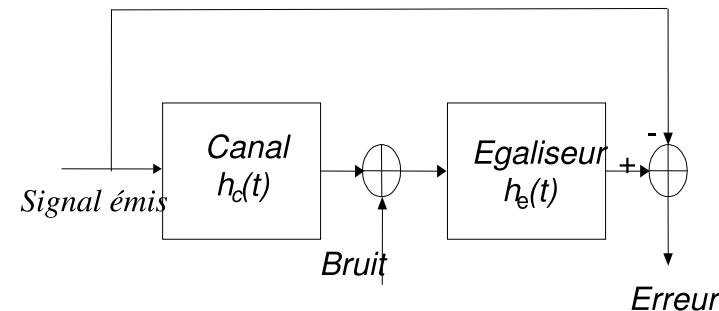
- coût calculatoire élevé (inutilisable en pratique pour  $M > 2$  ou  $L \geq 10$ )
- nécessité de connaître ou d'estimer la réponse impulsionale  $\{h_d(i)\}_{i=0,\dots,L-1}$   
⇒ techniques d'**identification** de canal.

## 7.5 Egalisation adaptative

**Principe** : mise à jour permanente des coefficients du filtre permettant de minimiser l'erreur entre la sortie de l'égaliseur et un signal de référence

**Apprentissage (*training*)** :

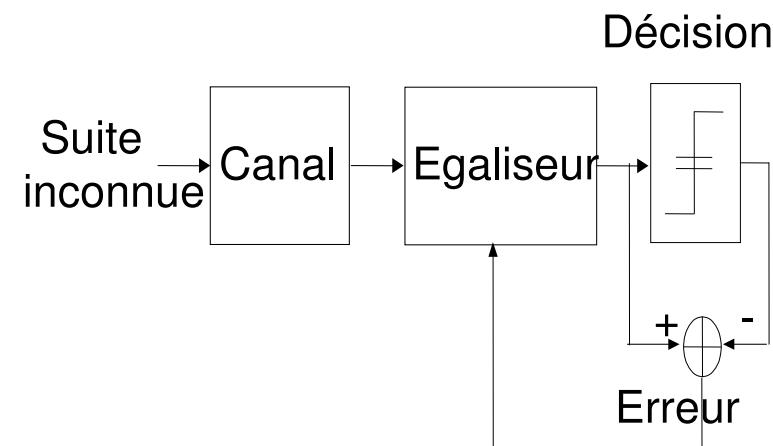
émission d'une séquence d'apprentissage connue par le récepteur



## Poursuite (*decision-directed*) :

émission de l'information utile ;

utilisation des symboles détectés pour évaluer l'erreur.



## Egaliseur LMS (Least Mean-Squares)

**Principe** : minimisation itérative de l'erreur quadratique  $\varepsilon_n = \varepsilon(\underline{h}_e(n))$  (à chaque nouvelle valeur reçue  $y_n$ )

**Méthode** : algorithme de la plus grande pente (*steepest-descent algorithm*)

$$\underline{h}_e(n+1) = \underline{h}_e(n) - \mu \text{grad}_{\underline{h}_e(n)}(\varepsilon_n)$$

où  $\mu$  est le *pas de l'égaliseur*.

**Idée** : remplacer  $\text{grad}_{\underline{h}_e(n)}(\varepsilon_n)$  par une estimation faite à l'aide des valeurs instantanées.

$$\underline{h}_e(n+1) = \underline{h}_e(n) - \mu e(n) \underline{x}(n)$$

avec  $e(n) = y(n) - a(n-R)$ .

**Choix du pas  $\mu$**  :

- $\mu$  petit : stabilité, erreur résiduelle faible, convergence lente
- $\mu$  grand : instabilité éventuelle, erreur résiduelle forte, convergence rapide
- possibilité de faire varier  $\mu$  avec  $n$ .

**Convergence** : l'algorithme LMS converge si

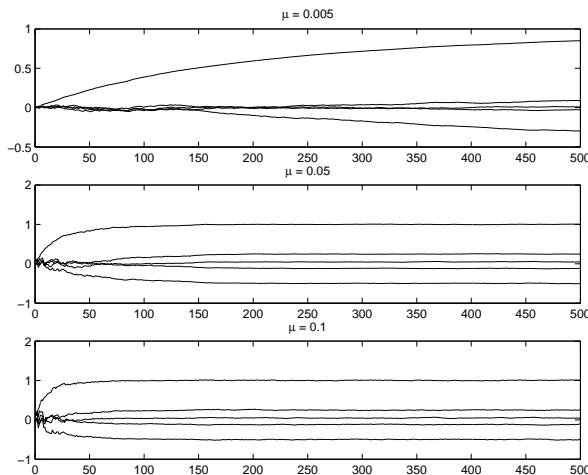
$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}}$$

où  $\lambda_{max}$  est la valeur propre maximale de  $R_{xx}$ .

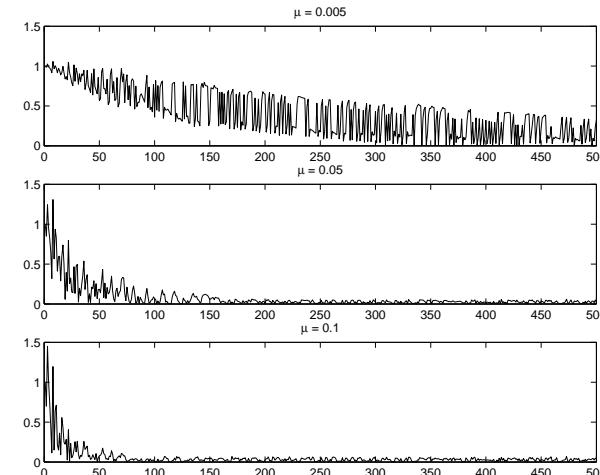
### Algorithme

- Initialisation :  $\underline{h}_e(0) = \underline{0}$ ,  $\underline{x}(1) = 0$
- Traitement pour  $n = 1$  à  $N_{max}$ :
  - Nouvelle valeur de  $x_n$
  - Nouvelle valeur de  $\underline{x}(n)$
  - Nouvelle valeur de sortie :  $y(n) = \underline{h}_e(n-1)^H X^*(n)$
  - Mise à jour de l'erreur :  $e(n) = y(n) - a(n-R)$
  - Mise à jour des coefficients :  $\underline{h}_e(n) = \underline{h}_e(n-1) - \mu e(n) \underline{x}(n)$

Influence du pas  $\mu$  ( $h = [1; 0.5]^T$ , ordre = 4, pas de bruit) :



Evolution des coefficients



Evolution de l'erreur absolue

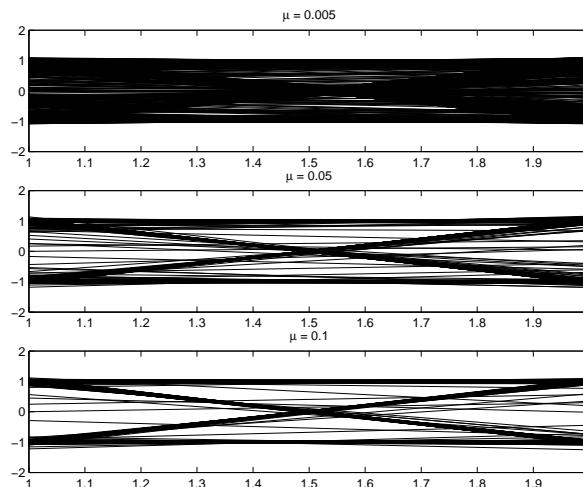
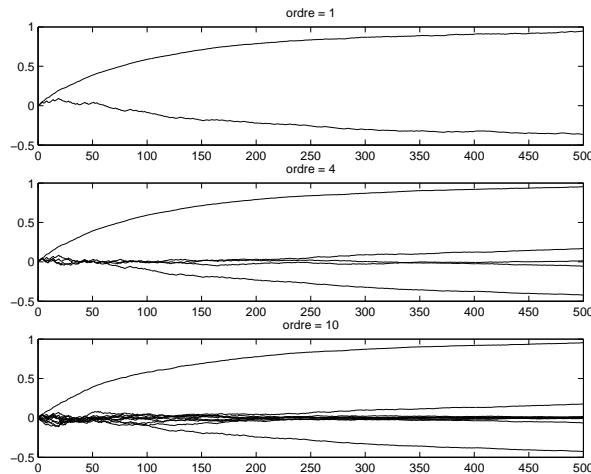
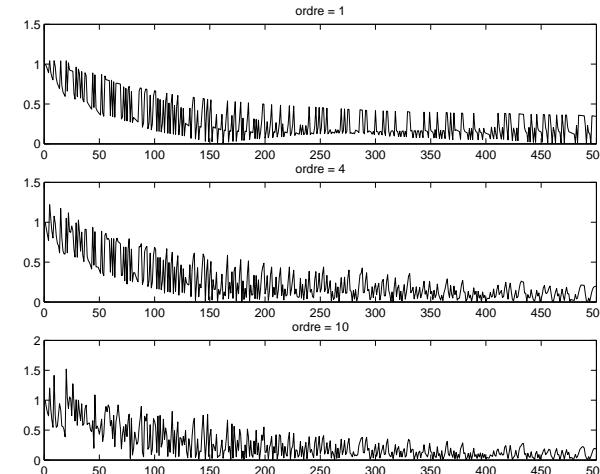


Diagramme de l'oeil

Influence de l'ordre du filtre ( $h = [1; 0.5]^T$ ,  $\mu = 0.01$ , pas de bruit) :



Evolution des coefficients



Evolution de l'erreur absolue

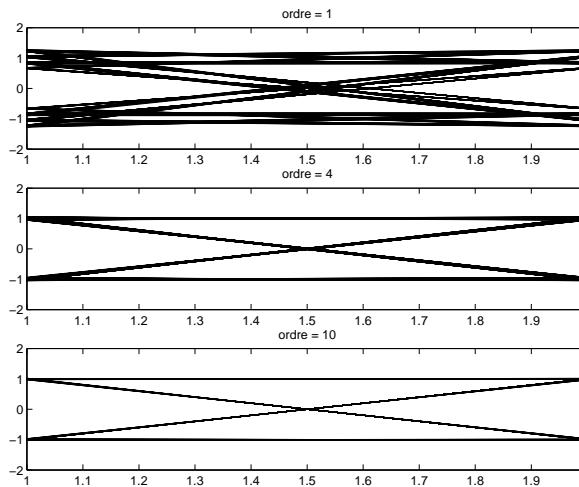
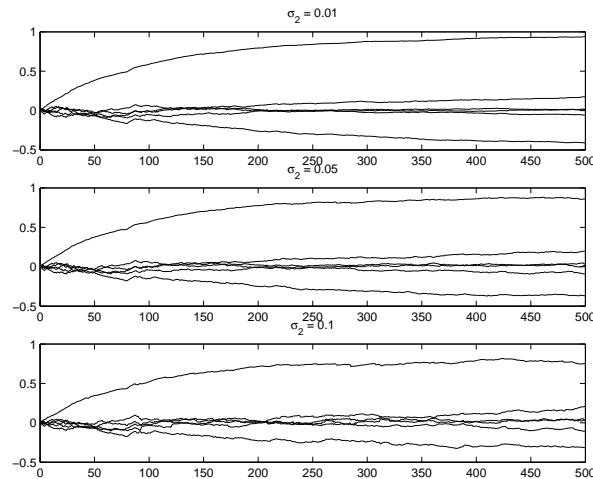
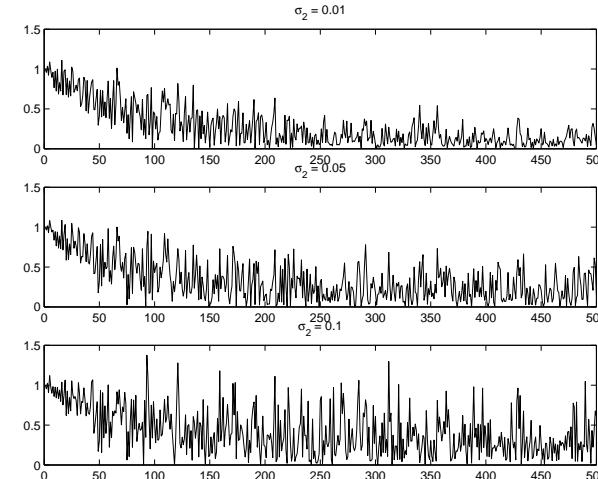


Diagramme de l'oeil

## Influence du bruit ( $h = [1; 0.5]^T$ , $\mu = 0.01$ , ordre = 5) :



Evolution des coefficients



Evolution de l'erreur absolue

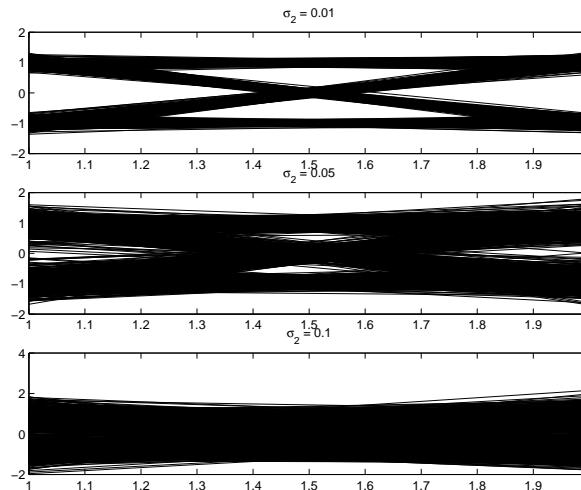
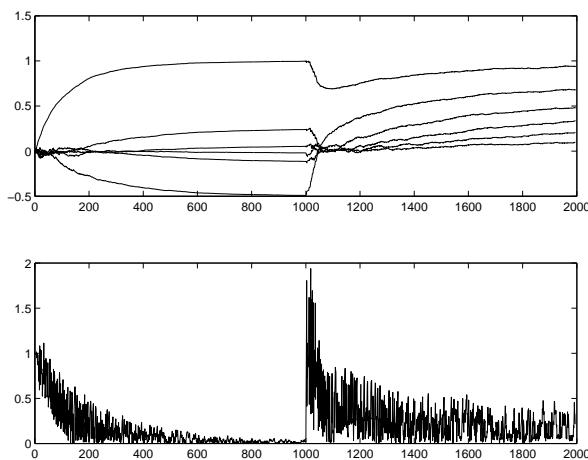


Diagramme de l'oeil

**Changement abrupt de canal ( $h_1 = [1; 0.5]^T$ ,  $h_2 = [1; -0.8]^T$ ,  $\mu = 0.01$ ,  $ordre = 5$ ) :**



Evolution des coefficients

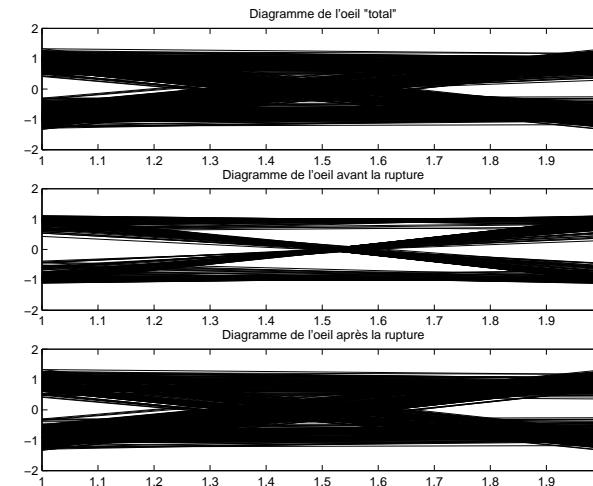
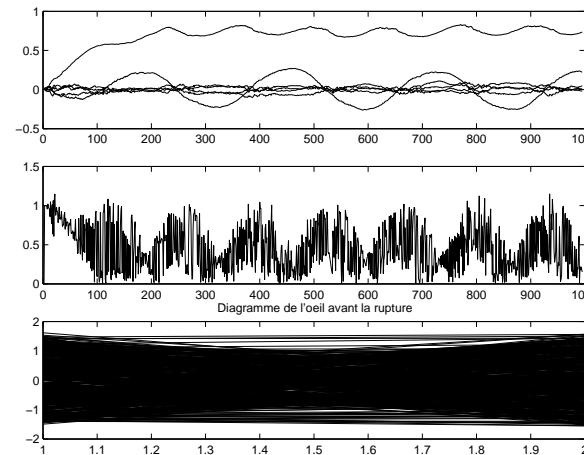
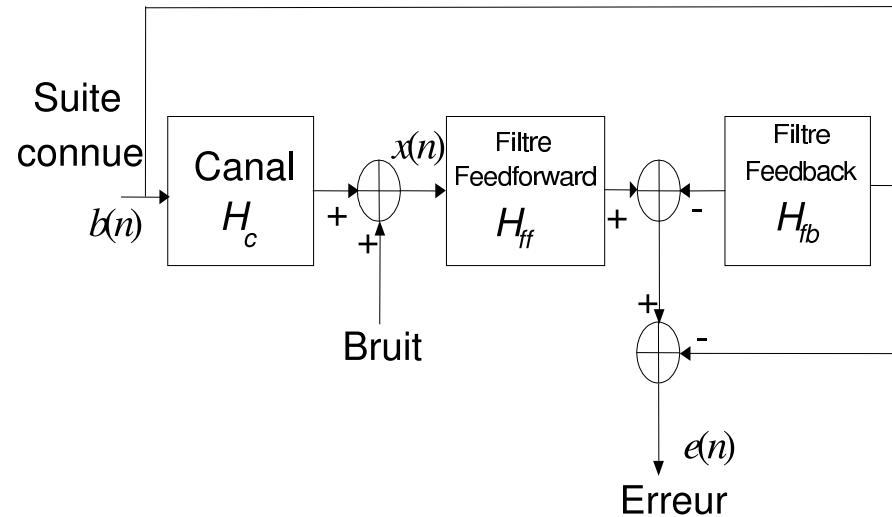


Diagramme de l'oeil

**Variation continue du canal ( $h(t) = [0; 0; 1; 0.9 \cos(2\pi f_0 t)]^T$ ,  $\mu = 0.01$ ,  $ordre = 5$ ) :**



# Egaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer)



Utilisation de 2 filtres :

- Filtre **Feedback** : élimine l'IIS sur le prochain symbole provenant de symboles déjà détectés (IIS due au canal et au filtre *Feedforward*)
- Filtre **Feedforward** : élimination partielle de l'IIS due au canal afin d'éviter l'amplification du bruit dans les zones d'évanouissement du canal

Soit

$$\underline{h}_{ff} = [h_{ff,0}(n), \dots, h_{ff,P}(n)]^T \text{ et } \underline{h}_{fb} = [h_{fb,0}(n), \dots, h_{fb,Q}(n)]^T$$

les coefficients des filtres *feedforward* et *feedback* à l'instant  $n$ , et soient

$$A(n) = [h_{ff,0}(n), \dots, h_{ff,P}(n), h_{fb,0}(n), \dots, h_{fb,Q}(n)]^T$$

$$W(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-P), -a(n), -a(n-1), \dots, -a(n-Q)]^T$$

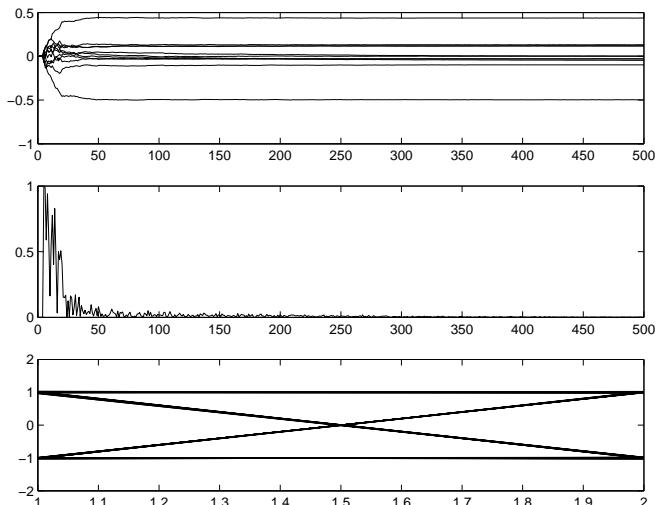
On a :

$$e(n) = A(n)^T W(n) - a(n-R)$$

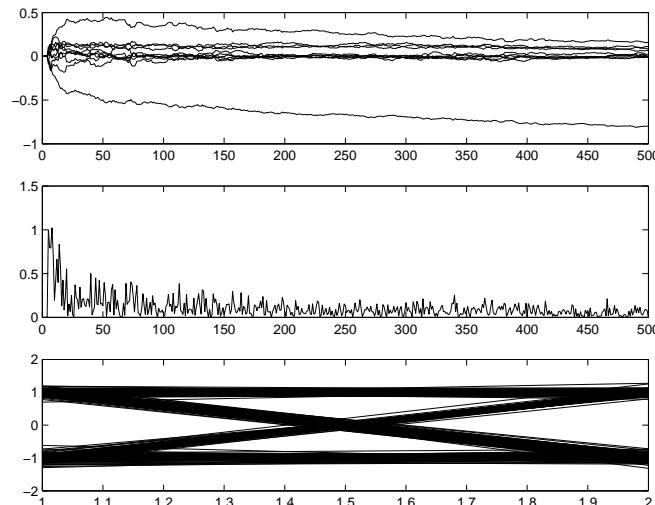
**Mise à jour des coefficients :**

$$A(n+1) = A(n) - \mu e(n) W(n)$$

exemple :  $h = [1; 0.5]^T$ ,  $\mu = 0.01$ ,  $ordre = 5$



Canal sans bruit



Canal avec bruit -  $\sigma^2 = 0.1$

## Egaliseur RLS (Recursive Least-Squares)

Critère à minimiser :

$$J_{RLS}(n, \underline{h}_e) = \sum_{i=1}^n \beta(n, i) |e(i)|^2$$

avec :

$$e(i) = a_{i-R} - y_i = a_{i-R} - \underline{h}_e^T(n) \underline{x}(i)$$

$$\underline{x}(i) = [x(i), x(i-1), \dots, x(i-M+1)]^T$$

$$\underline{h}_e(n) = [h_e(1), h_e(2), \dots, h_e(M)]^T$$

$0 \leq \beta(n, i) \leq 1$  facteur de pondération

$\beta(n, i) = \lambda^{n-i}$  le plus souvent ( $\lambda$  est le *facteur d'oubli*)

Avantages du RLS :

Propriétés (vitesse, erreur en excès) de convergence bien supérieures à celles du LMS et indépendantes du conditionnement des données.

## Inconvénients du RLS :

Coût calculatoire exorbitant (car mise à jour plus complexe des coefficients avec stockage et inversion d'une matrice (**gain de Kalman**))

## Solution :

Utilisation d'algorithmes RLS rapides (... mais instables numériquement)

### Egaliseur MLSE

Même principe que le MLSE pour un canal fixe.

Seule différence : utilisation de techniques d'**identification adaptative** pour poursuivre les variations de la réponse impulsionale de canal

## 7.6 Identification de canal

**Objectifs :**

Estimer la réponse impulsionnelle et/ou fréquentielle du canal de transmission

**Intérêts :**

- permet l'utilisation de certains algorithmes d'égalisation qui nécessitent la connaissance du canal
- permet l'utilisation de certains algorithmes de détection de symboles qui nécessitent la connaissance du canal

**Deux types d'identification :**

- fixe (pour canaux fixes)
- adaptative (pour canaux variables)

## Exemple d'identification basée sur les *statistiques d'ordre 2* :

en GSM, transmission par *bursts* (rafales) sur un canal variable.

⇒ insertion de bursts de données connues qui permettent l'estimation du canal.

Soit  $d(t)$  le signal connu, choisi tel que  $R_d(t) \approx \delta(t)$ . Le signal reçu s'écrit :

$$y(t) = c(t) * d(t) + b(t)$$

Intercorrélation entre  $d(t)$  et  $y(t)$  (si on néglige le bruit) :

$$R_{yd}(t) = y(t) * d(-t) = d(t) * d(-t) * c(t) = R_d(t) * c(t) \approx c(t)$$

## Limitations :

- séquence connue assez courte pour ne pas diminuer le débit utile ;
- estimation non parfaite car  $R_d(t)$  n'est pas strictement un dirac.

Pour le GSM, 8 séquences différentes de 26 bits appelées séquences CAZAC (*Constant Amplitude Zero AutoCorrelation*) construites chacune à partir de 16 bits  $b_1, \dots, b_{16}$  tels que

$$R_b(0) = 16$$

$$R_b(k) = 0, \quad -5 \leq k \leq -1, \quad 1 \leq k \leq 5$$

Intérêt d'utiliser différentes séquences : limite les interférences entre cellules proches de même fréquence.

# Références

- G. Baudouin et al., *Radiocommunications numériques : Principes, modélisation et simulation*, Dunod, Paris, 2002.
- S. Haykin and M. Moher, *Modern Wireless Communications*, Pearson Prentice Hall, NJ, 2003.
- W.C. Jakes, *Micro-Wave Mobile Communications*, IEEE Press, New York, 1994.
- X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, *Réseaux GSM-DCS*, 2ème édition revue et augmentée, Collection Réseaux et Télécommunications, Hermès, Paris, 1996.
- P. Lecoy, *Technologie des Télécoms*, Hermès, Paris, 1999.
- J. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 2nd ed., 1989.
- T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Second Edition, Prentice Hall PTR, NJ 2002.
- S.R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.
- R. Steele and L. Hanzo, *Mobile Radio Comunications, Second and Third Generation Cellular and WATM Systems*, 2nd ed., John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.