

# Transmission en absence du bruit

Considérons le cas le plus simple de transmission: le canal est parfait, donc le bruit est absent. Il s'avère que même dans telles conditions favorables la transmission correcte peut être impossible...si votre filtre de mise en forme est mal choisi!

## 2.1 Interférence entre symboles (IES)

Ce phénomène se produit si l'amplitude de l'impulsion soumise à échantillonnage en réception dépend, à l'instant de décision, de symboles voisins :

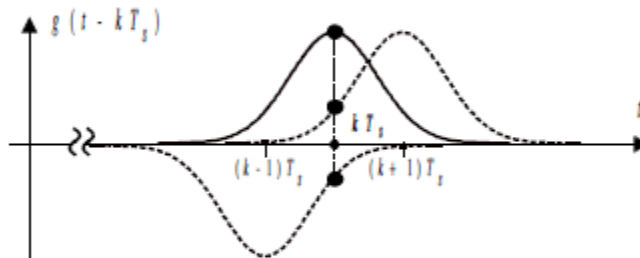


Figure 2.1: Exemple de l'interférence entre symboles

Le contrôle au niveau temporel du degré d'IES s'effectue de façon très simple sur un oscilloscope par le diagramme de l'oeil (Figure ??). En l'absence d'IES, l'oeil est complètement "ouvert" à l'instant de décision: tous les trajets passent par deux points seulement en binaire (par  $M$  points en  $M$ -aire).

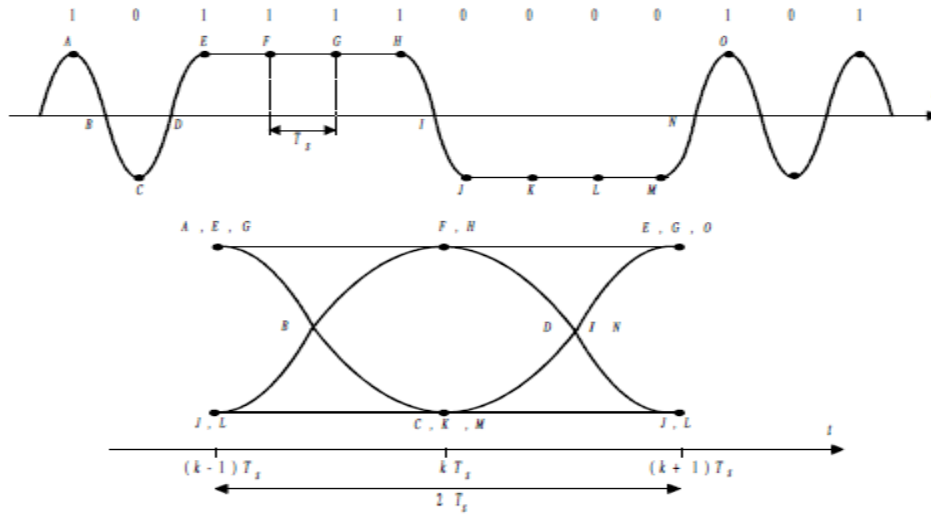


Figure 2.2: Diagramme de l'oeil

**Exemple** Voici les exemples des diagrammes de l'oeil pour la transmission binaire et  $M$ -aire:

Le diagramme de l'oeil met en évidence une ouverture verticale **a** (immunité au bruit), une ouverture horizontale **b** (immunité au déphasage de l'horloge), une pente **c** (immunité à la gigue d'horloge) et une fluctuation **d** (amplitude de la gigue du point de passage par zéro) (Figure 2.4)

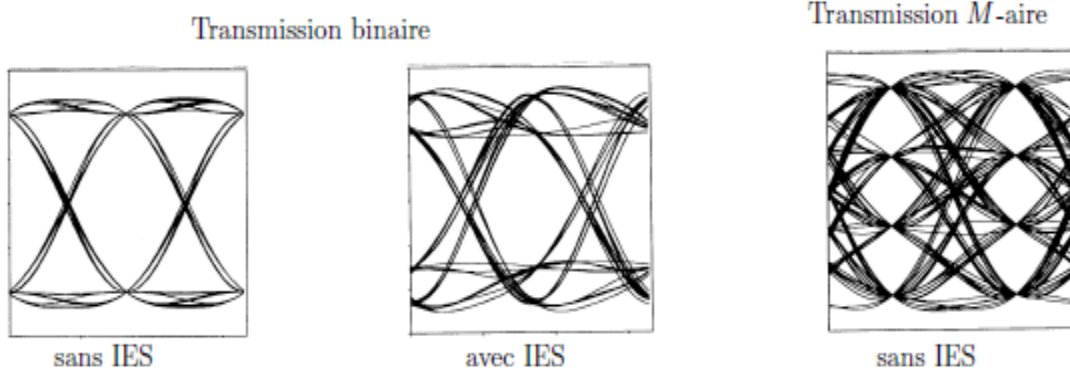


Figure 2.3: Exemples

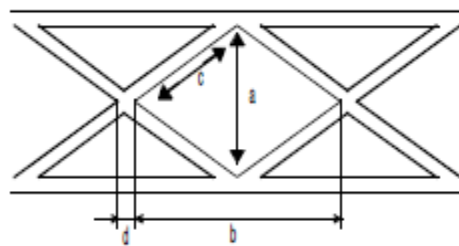


Figure 2.4: Caractéristiques du diagramme de l'oeil

## 2.2 Annulation de l'IES : conditions de Nyquist

### 2.2.1 Condition de Nyquist dans le domaine temporel

Le signal soumis à échantillonnage en réception  $r(t)$  ne comprend qu'une partie "signal", la partie "bruit" étant absent.  $r(t)$  donc s'écrit comme:

$$r(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g(t - kT_s) = a_k g(t - kT_s) + \sum_{n \in \mathbb{Z}, n \neq k} a_n g(t - kT_s)$$

La valeur échantillonnée à l'instant de décision  $t = kT_s$  vaut :

$$r[kT_s] = a_k g(0) + \sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g((k - n)T_s)$$

où  $a_k g(0)$  est l'amplitude de l'impulsion "utile" attendue et le deuxième terme est le terme parasite d'IES. L'IES est nulle si l'on vérifie

$$\sum_{n \in \mathbb{Z}} a_n g((k - n)T_s), \quad \forall a_n.$$

Une condition nécessaire et suffisante pour ne pas avoir d'IES est que l'impulsion de base  $g(t) = (h_e * h_c * h_r)(t)$  possède la propriété :

$$g(kT_s) = g(0)\delta[k].$$

### 2.2.2 Condition de Nyquist dans le domaine spectral

Si la condition de Nyquist dans le domaine temporel est vérifiée, l'échantillonnage avec une période  $T_s$  de l'impulsion de base  $g(t)$  conduit alors à un seul Dirac en zéro :

$$g(t) \dots = g(0)\delta(t).$$

En prenant la transformée de Fourier (TF) des deux membres, on en déduit la condition dans le domaine spectral :

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} \hat{g}\left(f - \frac{k}{T_s}\right) = T_s g(0).$$

Compte-tenu des propriétés de la TF, il est impossible d'avoir un support borné à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel. En pratique, le choix est imposé : la transmission doit s'effectuer dans un canal à bande passante limitée  $[-B, B]$ . On suppose que la TF de l'impulsion de base a un support fréquentiel borné, avec

$$\hat{g}(f) = 0 \text{ pour } |f| \geq \frac{1}{T_s}.$$

**Critère spectral de Nyquist :** l'IES est nulle si le point  $\left(\frac{1}{2T_s}, \frac{\hat{g}(0)}{2}\right)$  de la réponse en fréquence globale  $\hat{g}(f)$  est un centre de symétrie

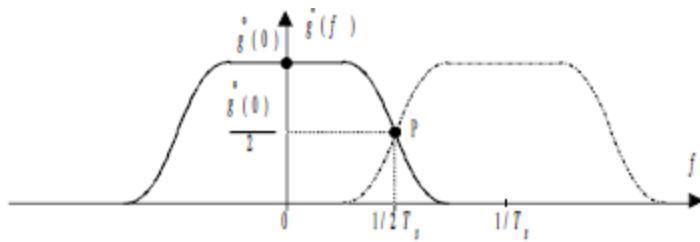


Figure 2.7: Demonstration du critere spectral de Nyquist

Lorsque les conditions de Nyquist sont vérifiées, l'ensemble du systeme constitue un "canal de Nyquist". Notons que la transmission sans IES est impossible si la bande passante  $B$  du canal est inférieure a la limite appelée la "fréquence de Nyquist":

$$B < \frac{1}{2T_s} = \frac{D_s}{2};$$

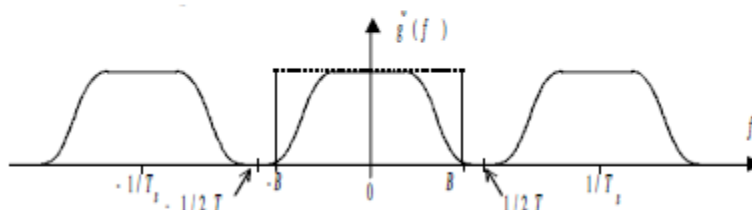


Figure 2.8: Bande passante inférieure a  $1/2T_s$

### 2.2.3 Egalisation

En présence du bruit, le filtre de réception, de réponse en fréquence équivalente  $\hat{h}_r(f)$ , doit corriger, éventuellement de façon adaptative, la distorsion linéaire responsable de l'IES introduite par le canal. Le canal est dit égalisé lorsque la réponse globale vérifie le critère de Nyquist. En pratique, on y parvient a l'aide d'un filtre supplémentaire appelé égaliseur placé derrière le (les) filtre(s) d'entrée du récepteur, après échantillonnage (réalisation sous forme numérique). Plus d'information sur les techniques d'égalisation va être présentée plus tard dans le cours.

## Compromis entre l'efficacité spectrale, la puissance et le taux d'erreurs

Lors de construction d'un système des communications, trouver le meilleur compromis entre les divers paramètres de système est fondamental. Les objectifs du constructeur peuvent être les suivants:

- a) maximiser l'efficacité spectrale;
- b) minimiser le taux d'erreurs par bit;
- c) minimiser la puissance émise;
- d) minimiser la bande passante;
- e) améliorer la qualité de service, c'est-à-dire accepter le maximum utilisateurs avec le minimum d'interférences créés entre eux;
- f) minimiser la complexité du système, etc.

Dans cette partie du cours nous nous concentrons sur le compromis entre l'efficacité spectrale  $D_b/B$ , la probabilité d'erreurs par bit  $P_b$  et la puissance du signal émis. Très souvent,  $P_b$  est remplacé par le BER et la puissance du signal émis par le SNR; c'est équivalent. Le but est de maximiser  $D_b/B$  et de minimiser le BER et le SNR. Comme il est difficile d'optimiser ses trois paramètres au même temps, nous allons les considérer par paires, en fixant le troisième paramètre.

La question est jusqu'où l'optimisation est possible. La théorie de l'information est une matière qui étudie les limites théoriques des systèmes de communication. Voici deux exemples importants. Considérons la paire  $D_b/B$  - SNR, supposant la transmission sur le canal gaussien. La limite théorique dans ce cas est donnée par la théorème de Shannon:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_b}{N_0} \left( \frac{C}{B} \right) \right),$$

ou  $\frac{E_b}{N_0}$  est le SNR, et  $C/B$  est l'efficacité spectrale maximale (quand le débit binaire  $D_b$  est égale à la capacité théorique  $C$ , étant la valeur maximale possible). Cette relation est présentée sur Fig.5.1. D'ailleurs, les systèmes des communications existants sont à peu près à 10 dB de cette limite (regardez Fig.5.4).

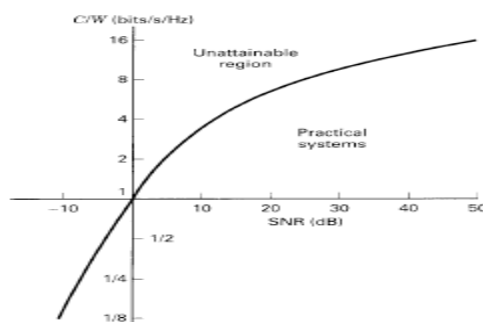


Figure 5.1: Capacité du canal en fonction du SNR. Ici  $W = B$ .

Pour simplifier, supposons dans la suite que la probabilité d'erreurs pas bit  $P_b$  est fixe. Alors, nous avons à trouver le compromis entre l'efficacité spectrale  $D_b/B$  et la puissance du signal émis (SNR pour  $P_b$  donné). Le choix du modulateur/démodulateur est dicté par ce compromis.

# Canaux de transmission dans les systèmes des communications sans fils

## Modèles des canaux de transmission sans fils

Le canal de transmission mobile sans fils se caractérise par les variations en temps et en fréquence. Les variations se divisent en deux grandes parties:

- évanouissement à grande échelle: dû à la perte d'amplitude du signal à cause de la distance et des grands obstacles;
- évanouissement à petite échelle: dû à l'interférence des multiples trajets entre l'émetteur et le récepteur.

L'évanouissement à grande échelle est à prendre en compte lors de la planification des réseaux mobiles. L'évanouissement à petite échelle est à prendre en compte lors de la construction de l'émetteur et du récepteur.

Les canaux sans fils opèrent par la radiation électromagnétique de l'émetteur au récepteur. Nous allons considérer quelques cas de la propagation de l'onde électromagnétique.

### 8.1.1 Espace libre, émetteur et récepteur fixes

Soit le signal  $x(t) = \cos 2\pi ft$  est émis. Alors le champ électrique au récepteur situé en  $\mathbf{u} = (r, \theta, \phi)$  au temps  $t$  est

$$E(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f(t - r/c)}{r},$$

$c$  – vitesse de lumière,

$\alpha_s$  – pattern de radiation de l'antenne

$fr/c$  – variation de phase à cause du délai de propagation

$1/r$  – évanouissement d'amplitude avec la distance

### 8.1.2 Espace libre, récepteur mobile

Supposons que le récepteur bouge avec la vitesse  $v$  par rapport à l'émetteur.  $r = r_0 + vt$ , et

$$E(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f(t - (r_0 + vt)/c)}{r_0 + vt}.$$

On observe le *décalage de Doppler* de  $-fv/c$  à cause du mouvement du récepteur. Notons aussi que l'atténuation dépend du temps  $t$ .

### 8.1.3 Emetteur et récepteur fixes, obstacle fixe

La distance entre l'émetteur et le récepteur étant égale à  $r$ , soit il y a un obstacle à réflexion parfaite à distance  $d$  de l'émetteur et à distance  $d - r$  du récepteur (le récepteur se trouve entre l'émetteur et l'obstacle). Alors on a

$$E(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f(t - r/c)}{r} - \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f(t - (2d - r)/c)}{2d - r}.$$

Le signal reçu est la superposition de deux ondes, toutes les deux de fréquence  $f$ . la différence de phase entre elles

$$\Delta\theta = \left( \frac{2\pi f(2d - r)}{c} + \pi \right) - \frac{2\pi fr}{c} = \frac{2\pi f(d - r)}{c} + \pi.$$

Si  $\delta\theta$  est multiple de:

- $2\pi$ ; alors le signal reçu est fort (pattern d'interférence constructif)
- $k\pi$  avec  $k$  impair; alors le signal reçu est atténué (pattern destructif)

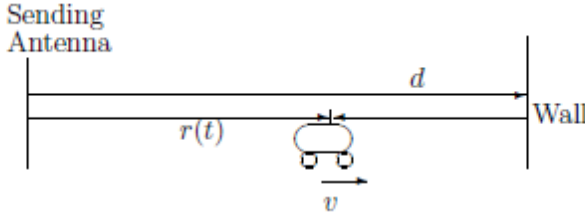


Figure 8.1: Récepteur mobile en présence d'obstacle.

Les patterns d'interférences dépendent aussi de  $f$ . Pour  $r$  fixe, si  $f$  change de

$$\frac{1}{2} \left( \frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c} \right)^{-1},$$

alors les deux patterns s'échangent. La quantité

$$T_d = \frac{2d - r}{c} - \frac{r}{c}$$

est appelée l'étalement du délai ("*delay spread*") et représente la différence entre les délais de propagation de deux ondes. Les patterns d'interférence ne changent pas beaucoup si le changement en fréquence est beaucoup plus petit que  $1/T_d$ .  $1/T_d$  est donc appelé la bande passante cohérente.

#### 8.1.4 Récepteur mobile, obstacle fixe

On va voir que dans ce cas le récepteur bouge via les patterns d'interférences et que la force du signal augmente et diminue périodiquement. Ce phénomène est l'évanouissement à multi-trajets.

On a

$$E(f, t, \mathbf{u}) = \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f((1 - v/c)t - r_0/c)}{r_0 + vt} - \frac{\alpha_s(\theta, \phi, f) \cos 2\pi f((1 + v/c)t - (2d - r_0)/c)}{2d - r_0 - vt}.$$

Les décalages de Doppler de deux trajets sont:  $D_1 = -fv/c$  and  $D_2 = fv/c$ . L'étalement de fréquence est

$$D_s = D_2 - D_1 = 2f\frac{v}{c}.$$