

---

# Introduction aux télécommunications

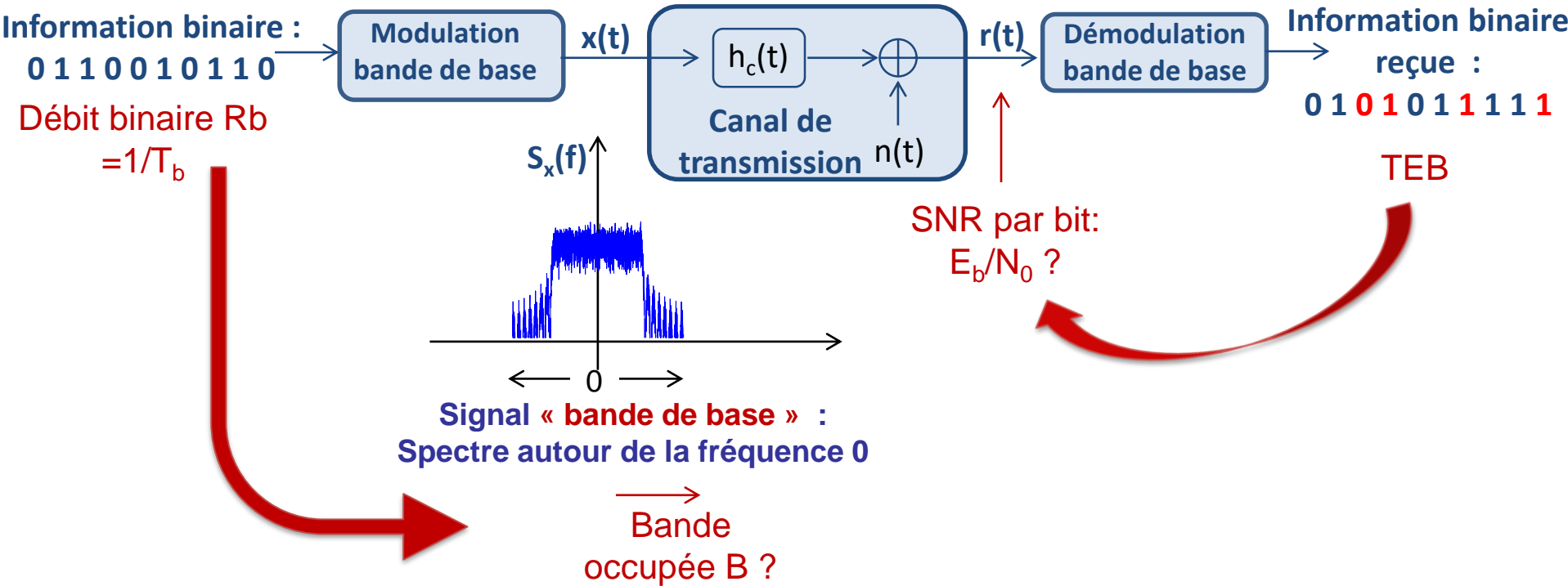
## Modulateur/Démodulateur bande de base : optimisation conjointe

- 1) Génération du signal => Efficacité spectrale
  - 2) Interférence entre symboles => Critère de Nyquist
  - 3) Impact du bruit => Filtrage adapté
  - 4) Calcul du taux d'erreur binaire (TEB) => Efficacité en puissance
- 

Nathalie Thomas

IRIT/ENSEEIH  
Nathalie.Thomas@enseeiht.fr

# Modulation/Démodulation numérique en bande de base



## Critères de performance :

- Efficacité spectrale : bande  $B$  nécessaire pour transmettre le débit  $R_b$  souhaité.
- Efficacité en puissance : SNR par bit souhaité à l'entrée du récepteur pour atteindre le TEB souhaité.
- Robustesse vis-à-vis des non linéarités : le signal est-il à enveloppe constante ?

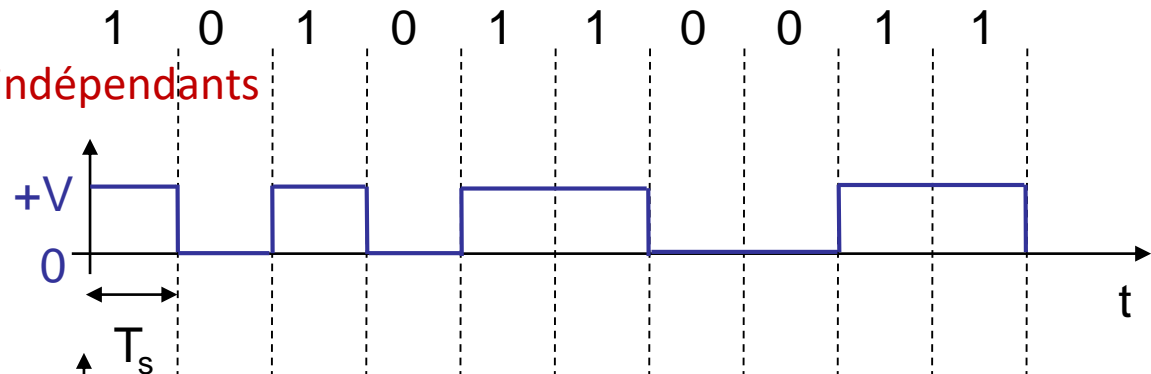
# Modulation numérique en bande de base

## Quelques exemples de signaux

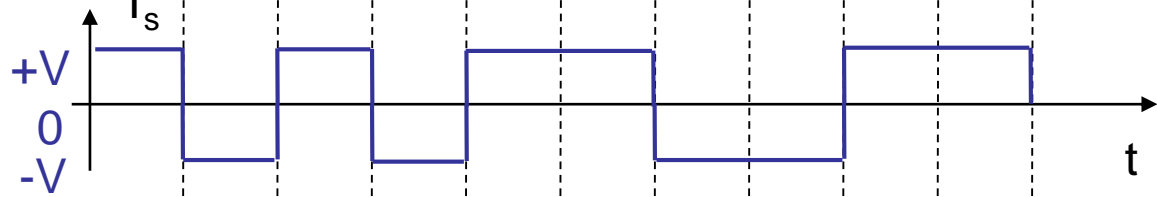
→ Codage **élémentaire** à **symboles indépendants**

→ Codage par niveau :

→ NRZ unipolaire :

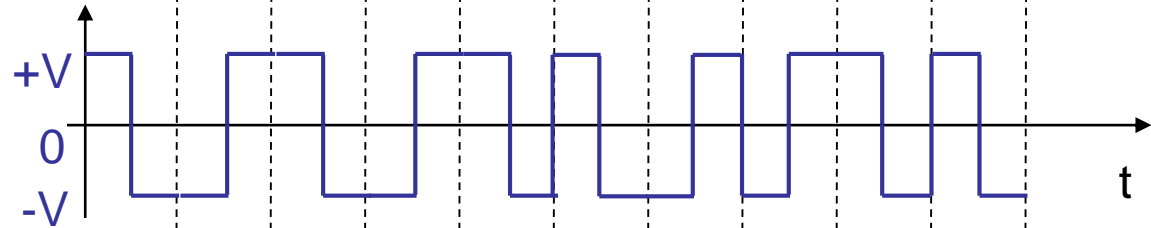


→ NRZ polaire :



→ Codage par transition

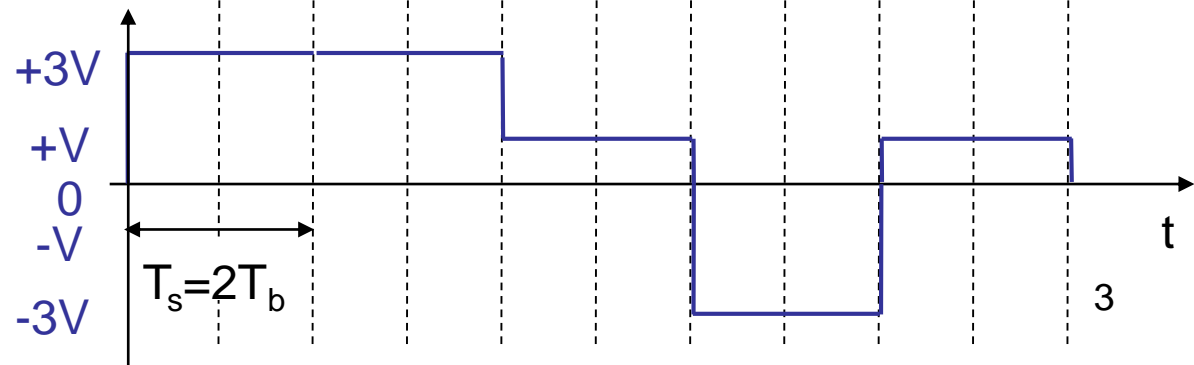
→ Biphase :



→ Codage bloc à **symboles indépendants**

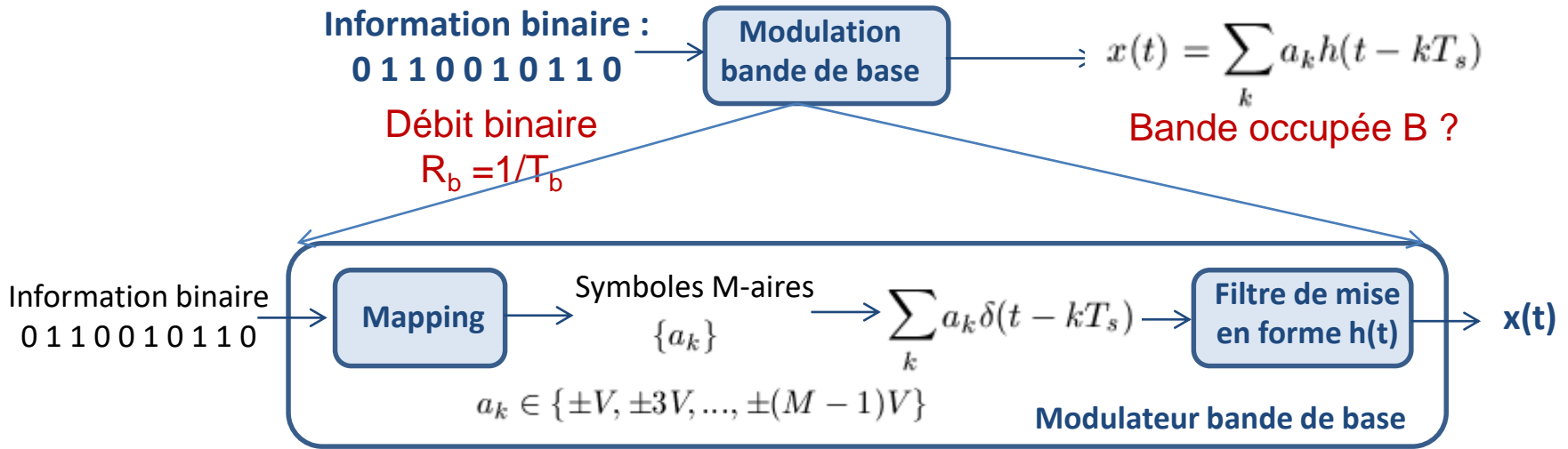
→ Codage par niveau :

→ NRZ à 4 niveaux :



# Modulation numérique en bande de base

## Modélisation générale



**Débit symbole = nombre de symboles  
transmis par seconde :**

Débit symbole (symboles/s ou bauds)

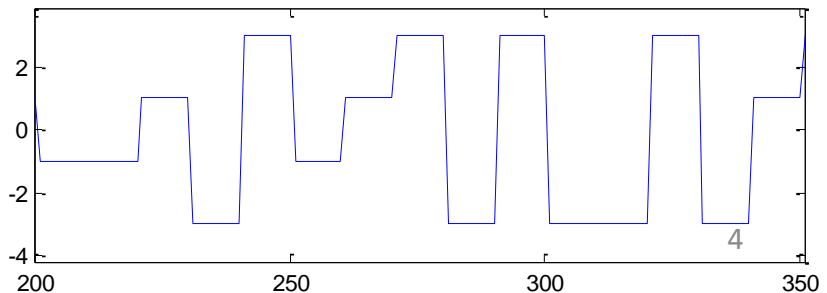
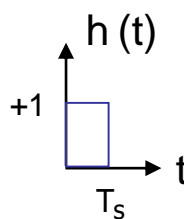
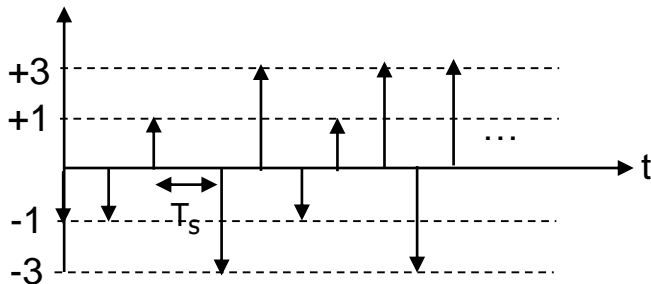
$R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}$

Débit binaire (bits/s)

M=nombre de symboles possibles

Exemple (NRZ, M=4):

$$\sum_k a_k \delta(t - kT_s)$$



# Modulation numérique en bande de base

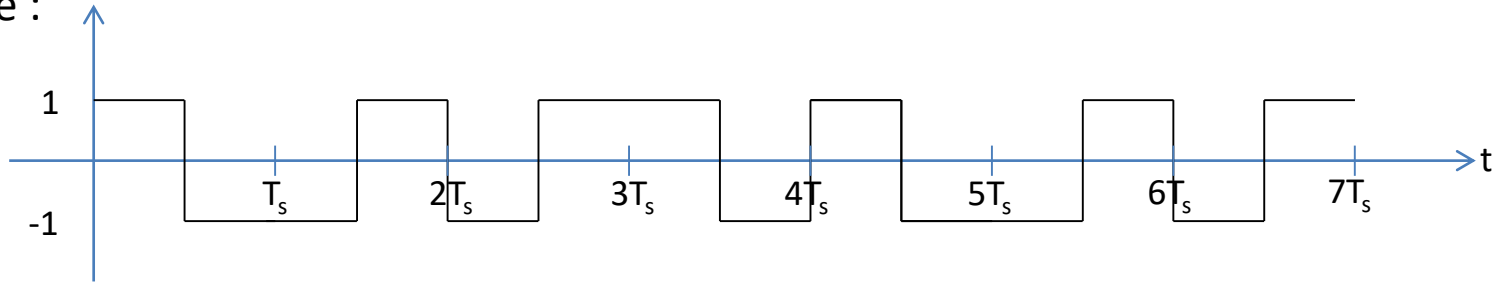
## Exemple en Matlab

### Génération d'un NRZ polaire

```
%Durée symbole en nombre d'échantillons ( $T_s = N_s T_e$ )
Ns=4;
%Nombre de bits générés
nb_bits=100;
%Génération de l'information binaire
bits=randi([0,1],1,nb_bits);
%Mapping binaire à moyenne nulle : 0->-1, 1->1
Symboles=2*bits-1;
%Génération de la suite de Diracs pondérés par les symbols (suréchantillonnage)
Suite_diracs=kron(Symboles, [1 zeros(1,Ns-1)]);
%Génération de la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme (NRZ)
h=ones(1,Ns)
%Filtrage de mise en forme
x=filter(h,1,Suite_diracs);
%Affichage du signal généré
figure ; plot(x);
axis([0 nb_bits-1 -1.5 1.5]);
%Calcul de la DSP du signal par périodogramme
DSP_x=(1/length(x))*abs(fft(x,2^nextpow2(length(x)))).^2;
%Affichage de la DSP du signal généré
figure; plot(linspace(0,1,length(DSP_x)), DSP_x);
```

Suite de bits à transmettre : 1001100

Signal généré :



### QUESTION

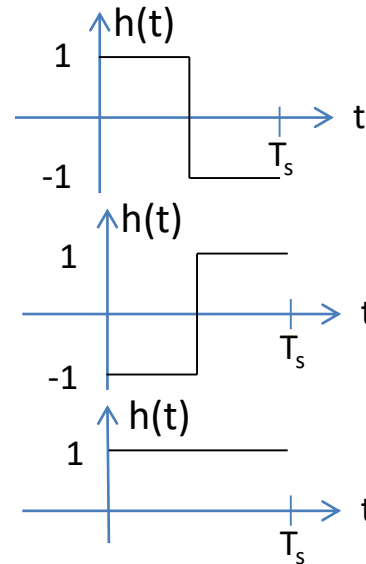
Le mapping et la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme utilisés pour générer ce signal sont :

**A** Mapping : 0 -> -1, 1 -> +1

**B** Mapping : 0 -> +1, 1 -> -1

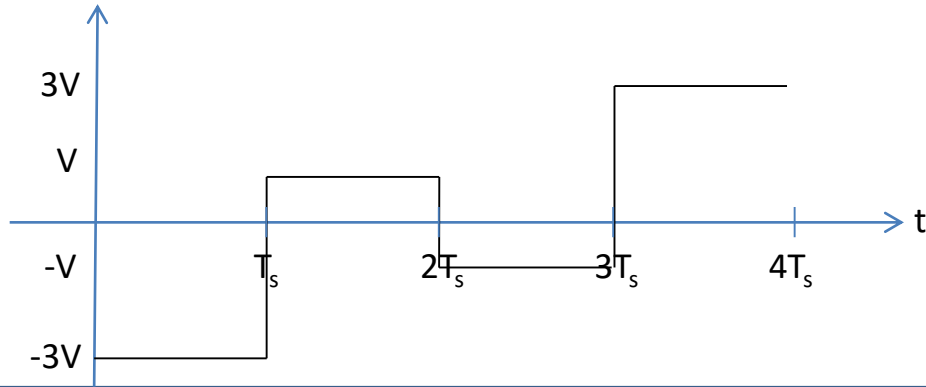
**C** Mapping : 0 -> -1, 1 -> +1

**D** Pas assez d'éléments pour répondre à la question



Suite de bits à transmettre : 00100111

Signal généré :



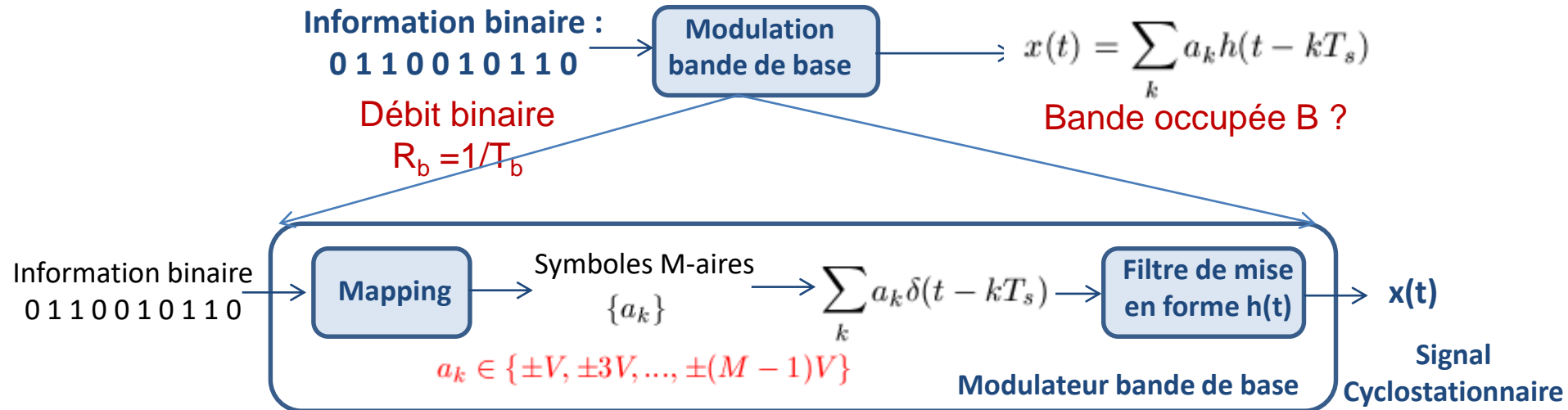
### QUESTION

Le débit symbole sera :

- ☐ A égal au débit binaire
- ☐ B plus grand que le débit binaire
- ☐ C plus petit que le débit binaire
- ☐ D Pas assez d'éléments pour répondre à la question

# Modulation numérique en bande de base

## Modélisation générale



### Modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation) d'ordre M (M-PAM)

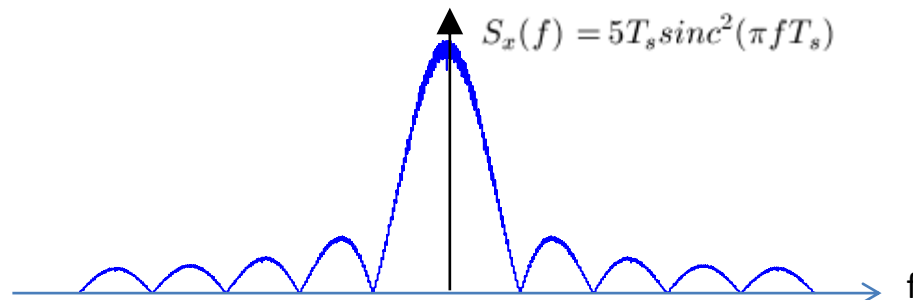
= Modulation linéaire en bande de base = DSP du signal transmis autour de la fréquence 0

$$S_x(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_s} |H(f)|^2 + 2 \frac{\sigma_a^2}{T_s} |H(f)|^2 \sum_{k=1}^{\infty} \Re [R_a(k) e^{j2\pi f k T_s}] + \frac{|m_a|^2}{T_s^2} \sum_k \left| H\left(\frac{k}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right)$$

où :  $\sigma_a^2 = E[|a_k - m_a|^2]$  ;  $m_a = E[a_k]$  ;  $R_a(k) = \frac{E[a_m^* a_{m-k}] - |m_a|^2}{\sigma_a^2}$

Exemple (NRZ, M=4):

$$a_k \in \{\pm 1, \pm 3\}$$





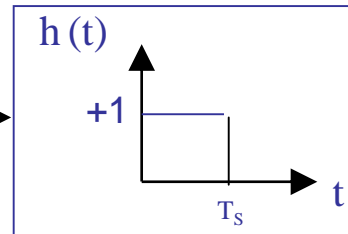
# Modulation numérique en bande de base

## Quelques exemples de spectres

→ Mise en forme NRZ à 2 niveaux (forme d'onde du GPS)

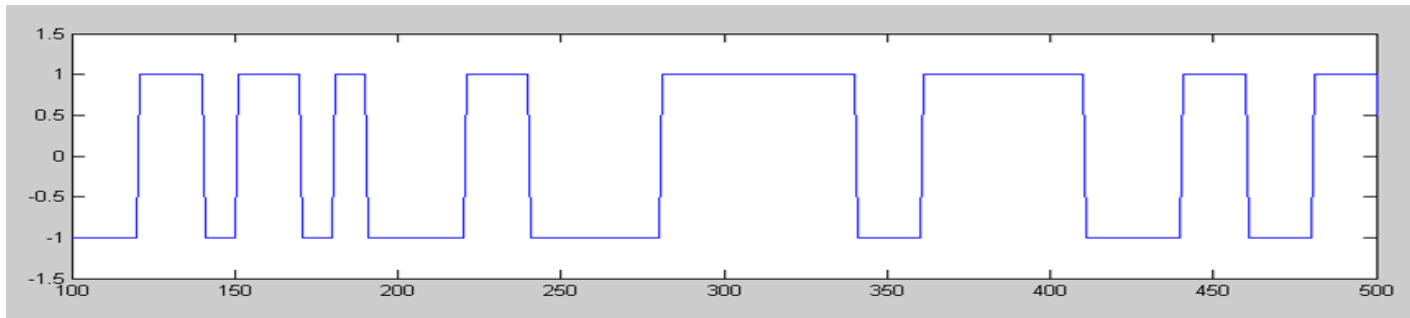
$a_k \in \{\pm 1\}$   
Indépendants et équiprobables

$$\sum_k a_k \delta(t - kT_s)$$

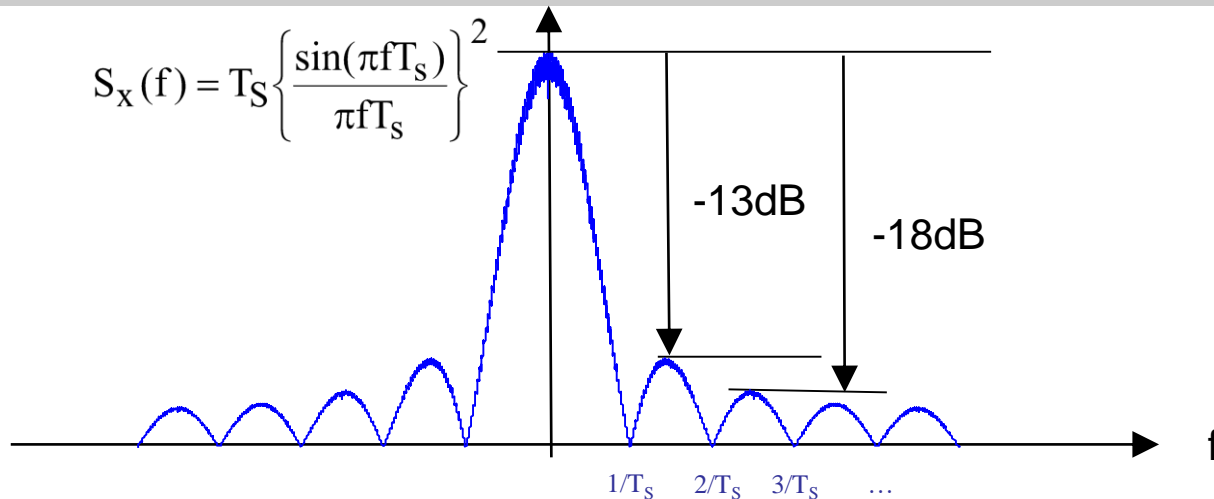


$$x(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s)$$

$x(t)$



$$S_x(f) = T_s \left\{ \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right\}^2$$



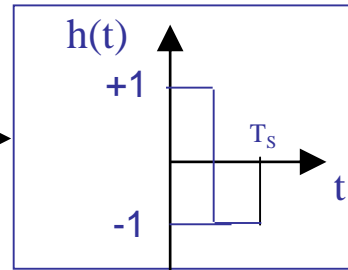
# Modulation numérique en bande de base

## Quelques exemples de spectres

→ Mise en forme Biphase ou Manchester (forme d'onde Ethernet : IEEE802.3)

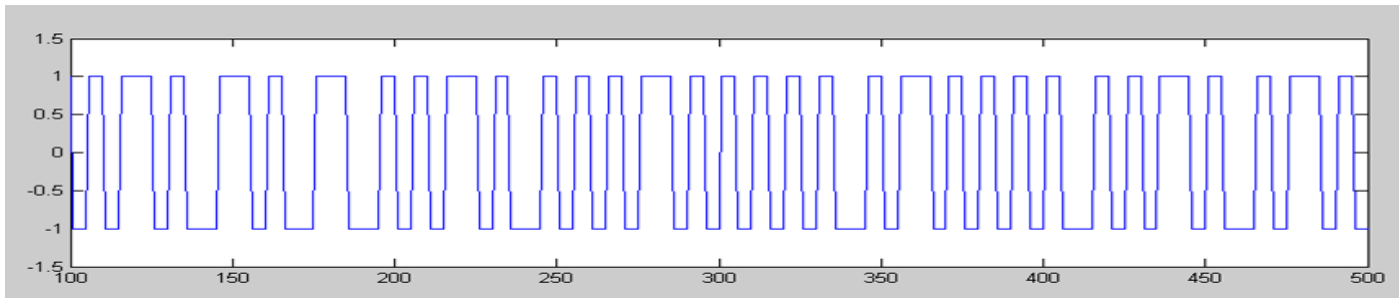
$a_k \in \{\pm 1\}$   
Indépendants et équiprobables

$$\sum_k a_k \delta(t - kT_s)$$

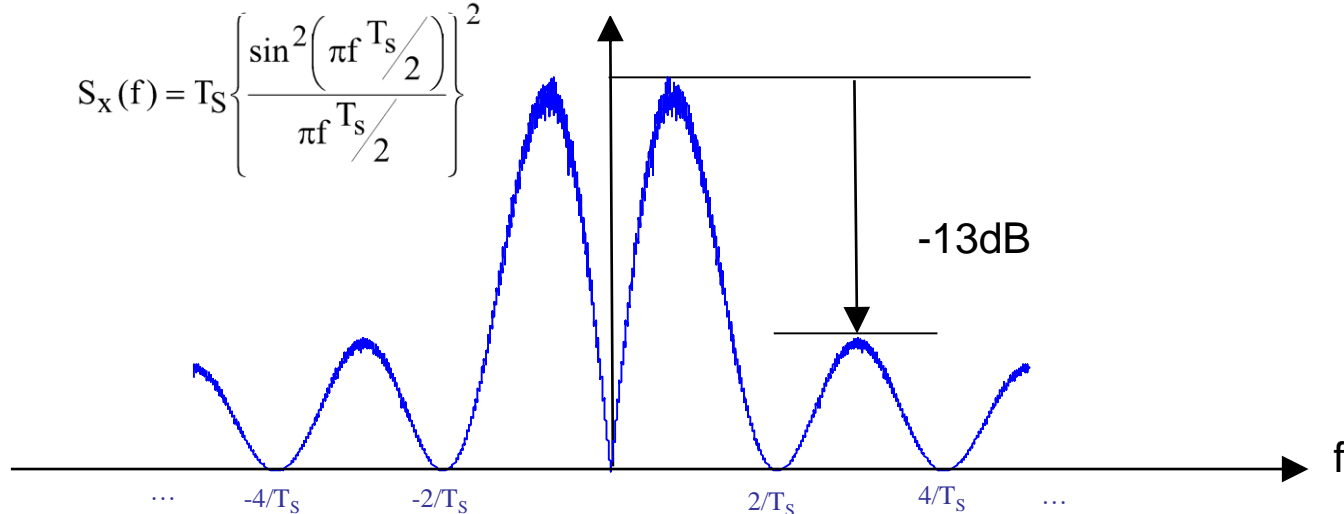


$$x(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s)$$

$x(t)$



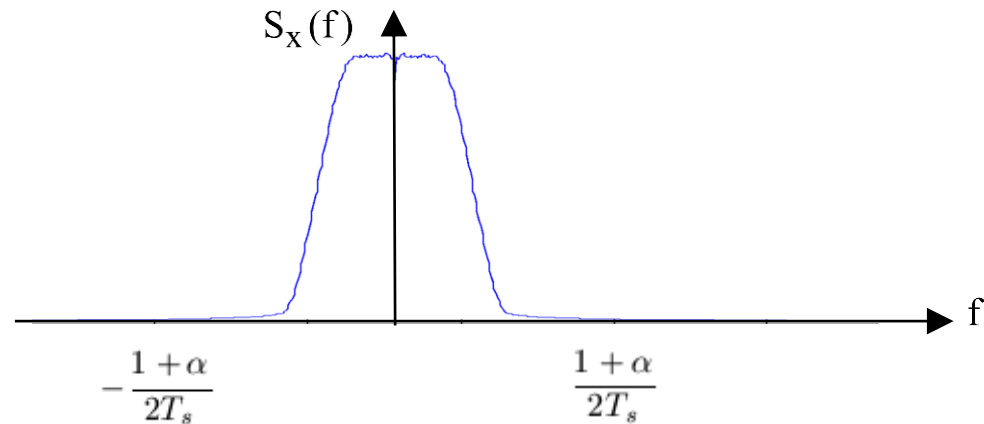
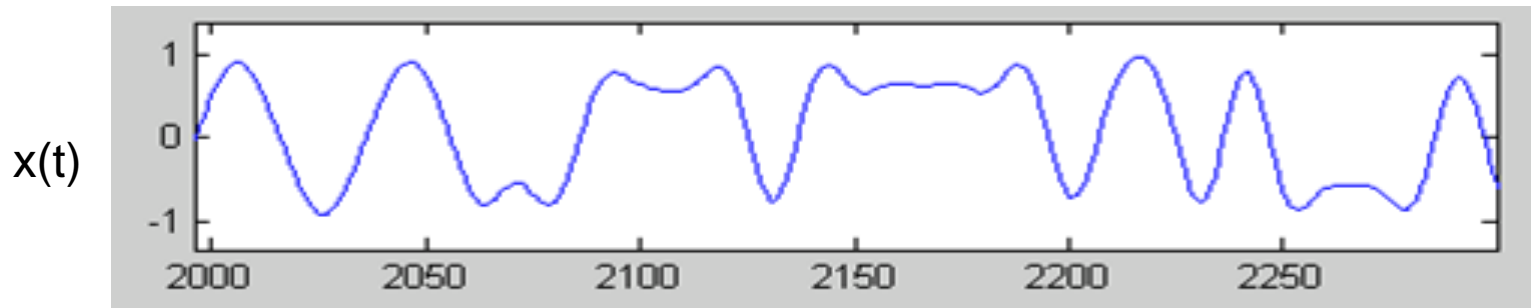
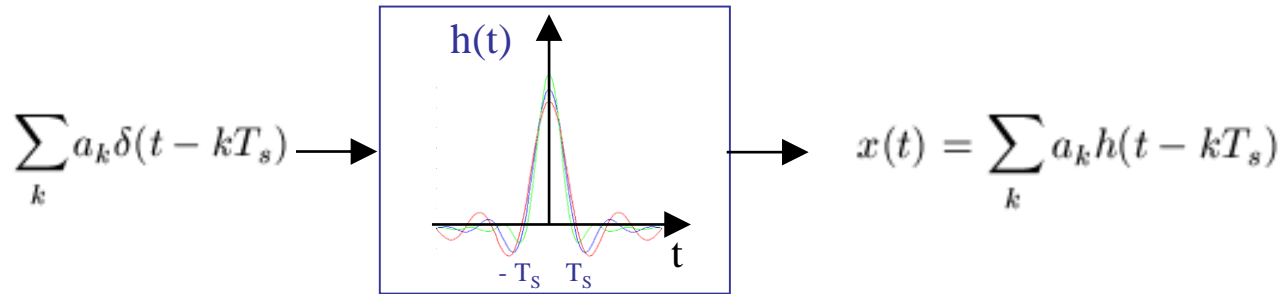
$$S_X(f) = T_S \left\{ \frac{\sin^2\left(\pi f T_S / 2\right)}{\pi f T_S / 2} \right\}^2$$



# Modulation numérique en bande de base

## Quelques exemples de spectres

→ Mise en forme en racine de cosinus surélevé (forme d'onde du DVB-C et DVB-S)



# Modulation numérique en bande de base

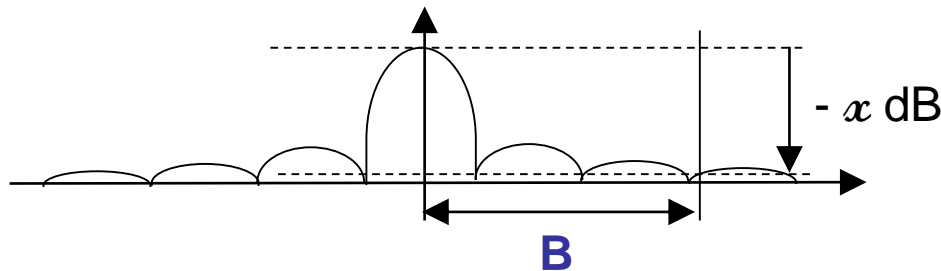
## Efficacité spectrale

→ Définition de la bande occupée par le signal transmis :

- *Définition 1* : bande de fréquence  $B$  concentrant  $x$  % de l'énergie du signal (valeurs typiques : 95 à 99 %)

$$\frac{\int_0^B S_x(f) df}{\int_0^\infty S_x(f) df} = \frac{x}{100}$$

- *Définition 2* : bande de fréquence  $B$  au delà de laquelle l'atténuation minimale est de  $x$  dB (valeurs typiques : 20 à 30 dB)



→ Efficacité spectrale (en bits/s/Hz):

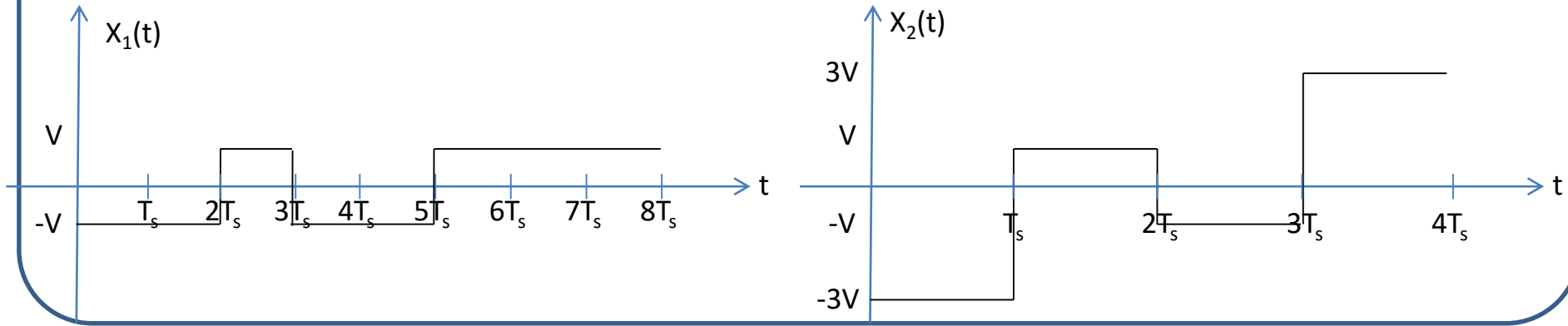
$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2(M)}{k}$$

$a_k \in \{\pm V, \pm 3V, \dots, \pm(M-1)V\}$   
Symboles  $M$ -aires

$B = kR_s$

Suite de bits à transmettre : 00100111

Signaux générés :



### QUESTION

L'efficacité spectrale de la transmission sera :

- ☐ A meilleure si je transmets le signal  $x_1(t)$
- ☐ B meilleure si je transmets le signal  $x_2(t)$
- ☐ C identique pour la transmission des deux signaux
- ☐ D Pas assez d'éléments pour répondre à la question

Suite de bits à transmettre : 00100111

Mapping :  $-V$   $-V$   $+V$   $-V$   $-V$   $+V$   $+V$   $+V$

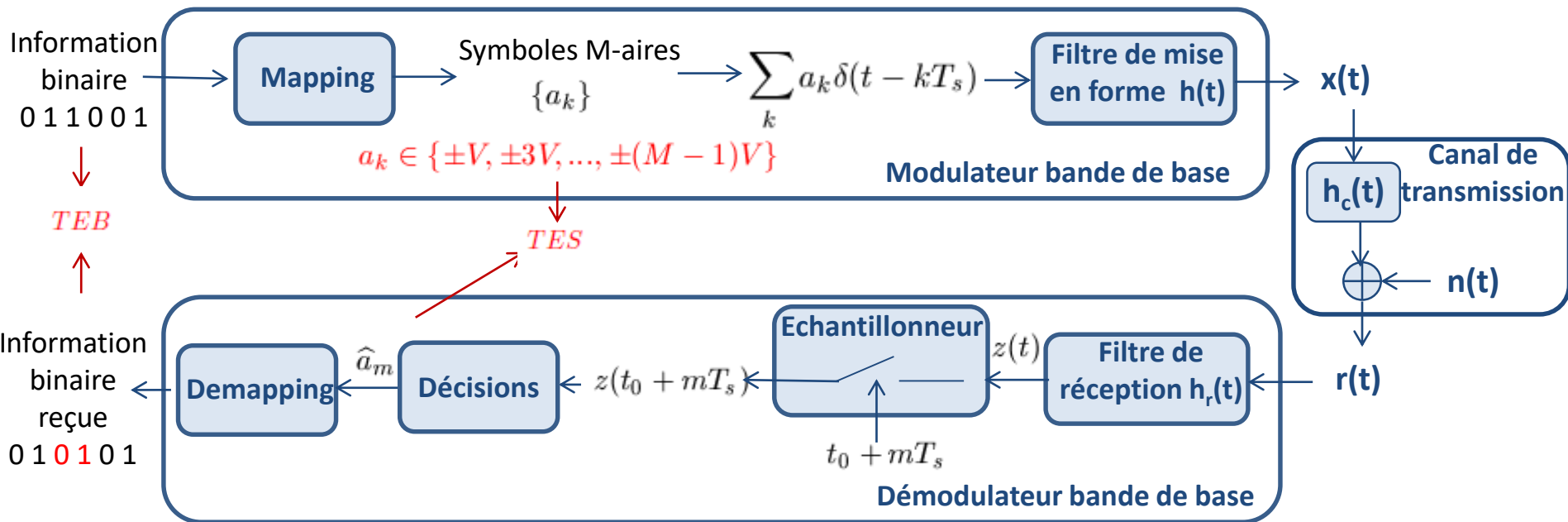
### QUESTION

En utilisant un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé l'efficacité spectrale obtenue sera :

- ☐ A Plus grande qu'en utilisant un filtre de mise en forme rectangulaire
- ☐ B Plus petite qu'en utilisant un filtre de mise en forme rectangulaire
- ☐ C Identique à celle obtenue en utilisant un filtre de mise en forme rectangulaire
- ☐ D Pas assez d'éléments pour répondre à la question

# Démodulation bande de base

## Optimisation conjointe avec le modulateur



$$z(t) = \sum_k a_k \delta(t - kT_s) * \underbrace{h(t) * h_c(t) * h_r(t)}_{g(t)} + \underbrace{n(t) * h_r(t)}_{w(t)}$$

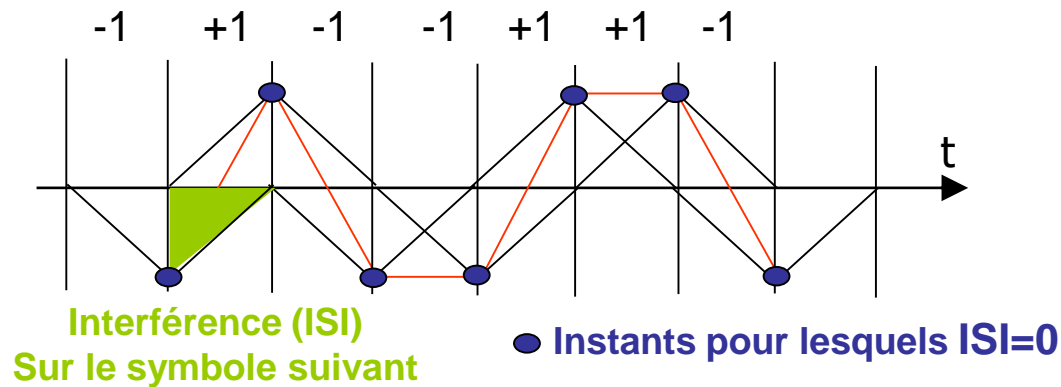
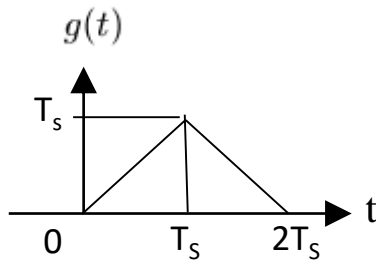
$$z(t_0 + mT_s) = \underbrace{a_m g(t_0)}_{\text{Terme d'intérêt}} + \underbrace{\sum_{k \neq m} a_k g(t_0 + (m - k)T_s)}_{\text{ISI aux instants d'échantillonnage (Inter Symbol Interference)}} + \underbrace{w(t_0 + mT_s)}_{\text{Bruit (filtré et échantillonné)}} \longrightarrow \text{Décisions} \longrightarrow \{\hat{a}_k\}$$

# Démodulation bande de base

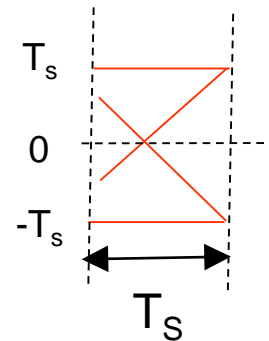
## Optimisation conjointe avec le modulateur

→ Visualisation des interférences à l'entrée de l'échantillonneur : exemple

Sur le signal :



Sur le diagramme de l'oeil :



→ Suppression des interférences à  $t_0 + mT_s$  : critère de Nyquist

▪ Expression temporelle :

$$\begin{cases} g(t_0) \neq 0 \\ g(t_0 + pT_s) = 0 \text{ for } p \in \mathbb{Z}^* \end{cases}$$

→

$$z(t_0 + mT_s) = a_m g(t_0) + w(t_0 + mT_s)$$

▪ Expression fréquentielle :

$$\begin{cases} g(t_0) \neq 0 \\ g(t_0 + pT_s) = 0 \text{ for } p \in \mathbb{Z}^* \end{cases} \xrightarrow{\text{TF}} \sum_k G^{(t_0)} \left( f - \frac{k}{T_s} \right) = cte \quad \text{avec} \quad G^{t_0}(f) = FT \left[ \frac{g(t + t_0)}{g(t_0)} \right]$$

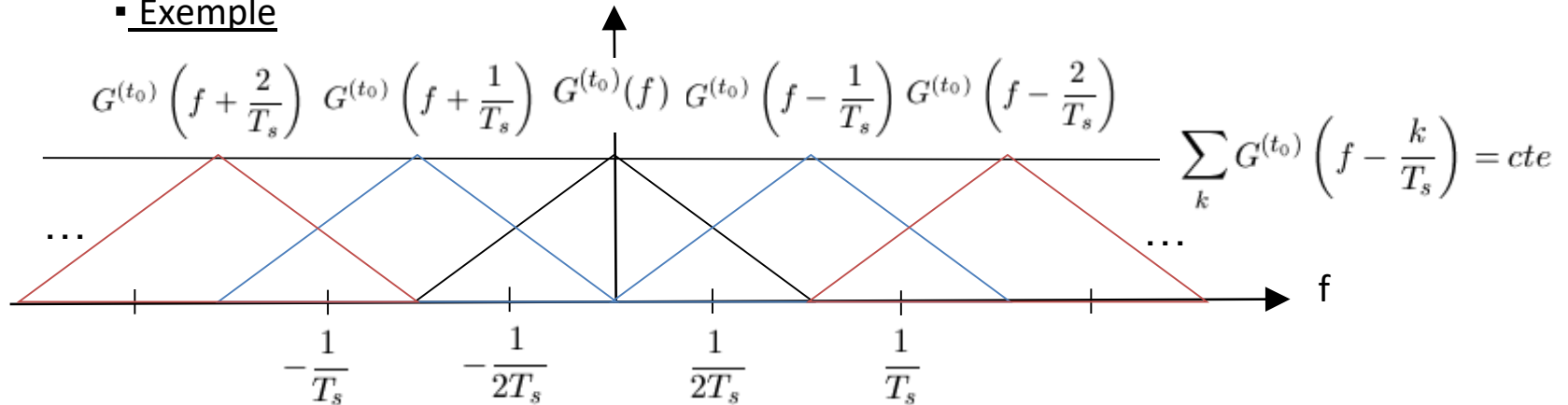


# Démodulation bande de base

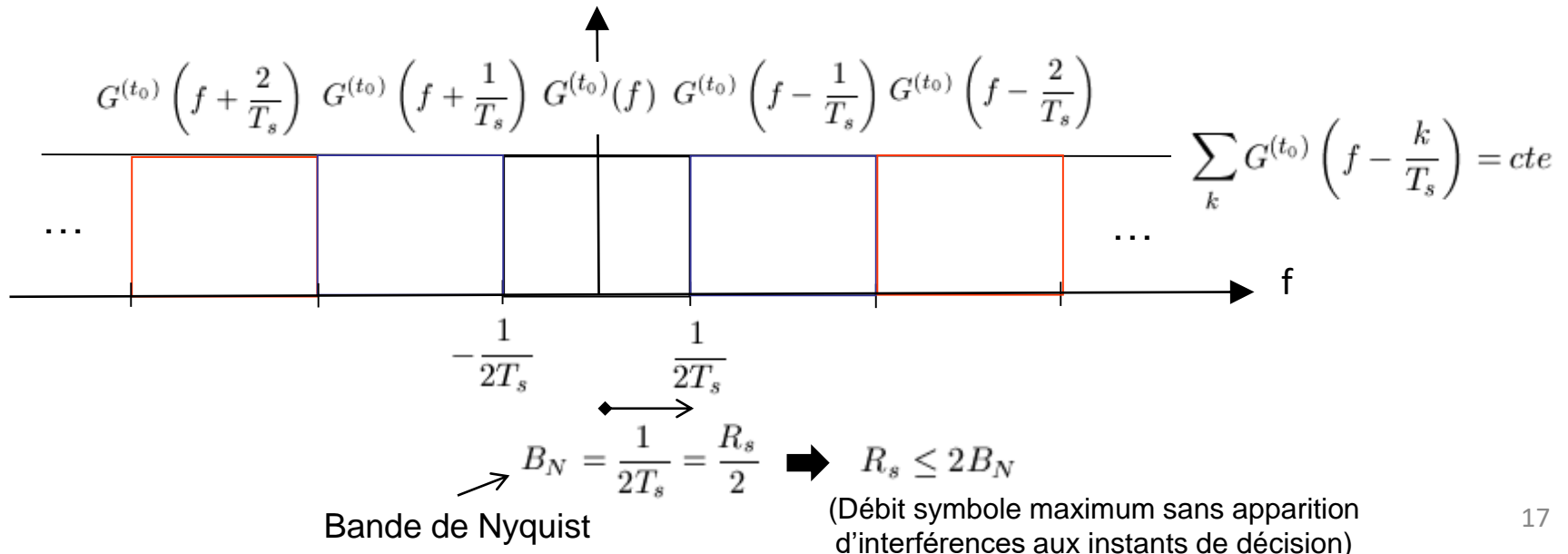
## Optimisation conjointe avec le modulateur

→ Suppression des interference à  $t_0 + mT_s$  : critère de Nyquist dans le domaine fréquentiel

### ▪ Exemple



### ▪ Bande de Nyquist

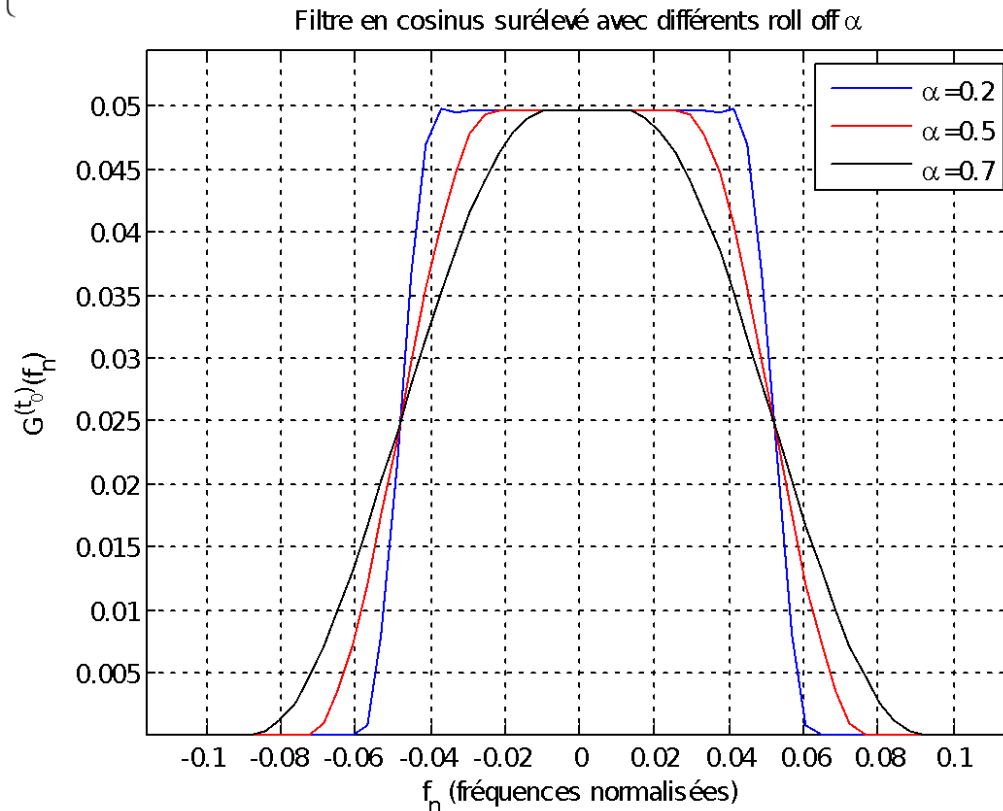


# Démodulation bande de base

## Optimisation conjointe avec le modulateur

→ Exemple de filtre de Nyquist : filtre en cosinus surélevé (raised cosine filter, RCF)

$$G^{(t_0)}(f) = \begin{cases} T_s & \text{for } |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s}\right)\right) \right] & \text{pour } \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad 0 \leq \alpha \leq 1$$

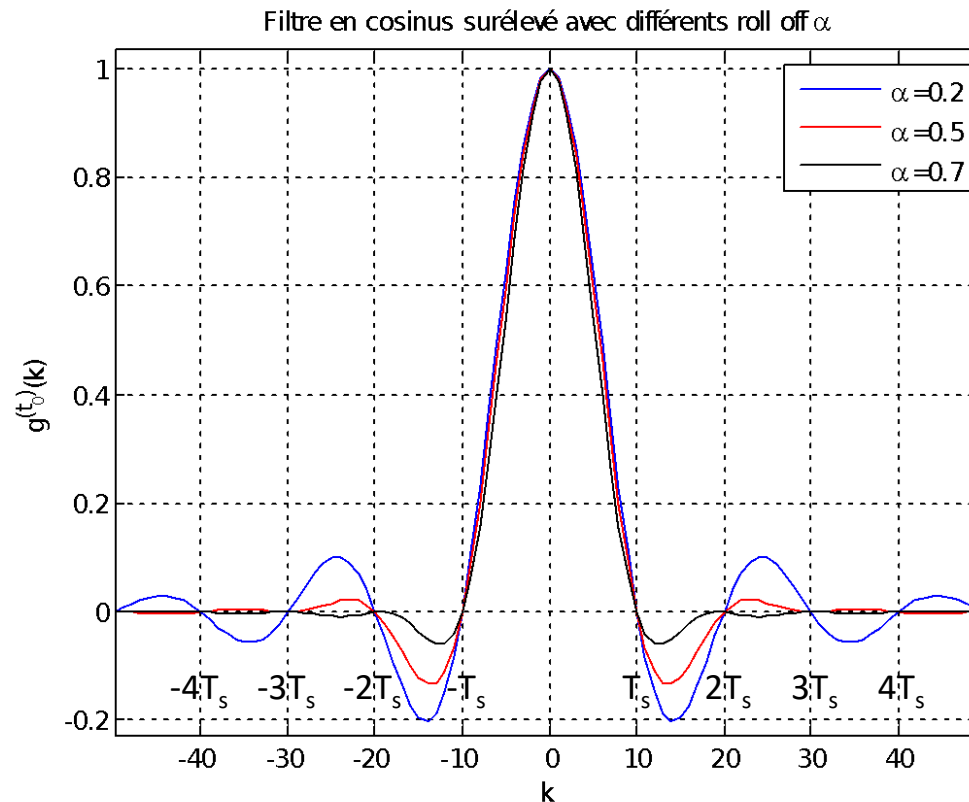


# Démodulation bande de base

## Optimisation conjointe avec le modulateur

→ Exemple de filtre de Nyquist : filtre en cosinus surélevé (raised cosine filter, RCF)

$$g^{(t_0)}(t) = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\alpha \pi t}{T_s}\right)}{1 - \left(2\alpha \frac{t}{T_s}\right)^2} \quad (0 \leq \alpha \leq 1)$$



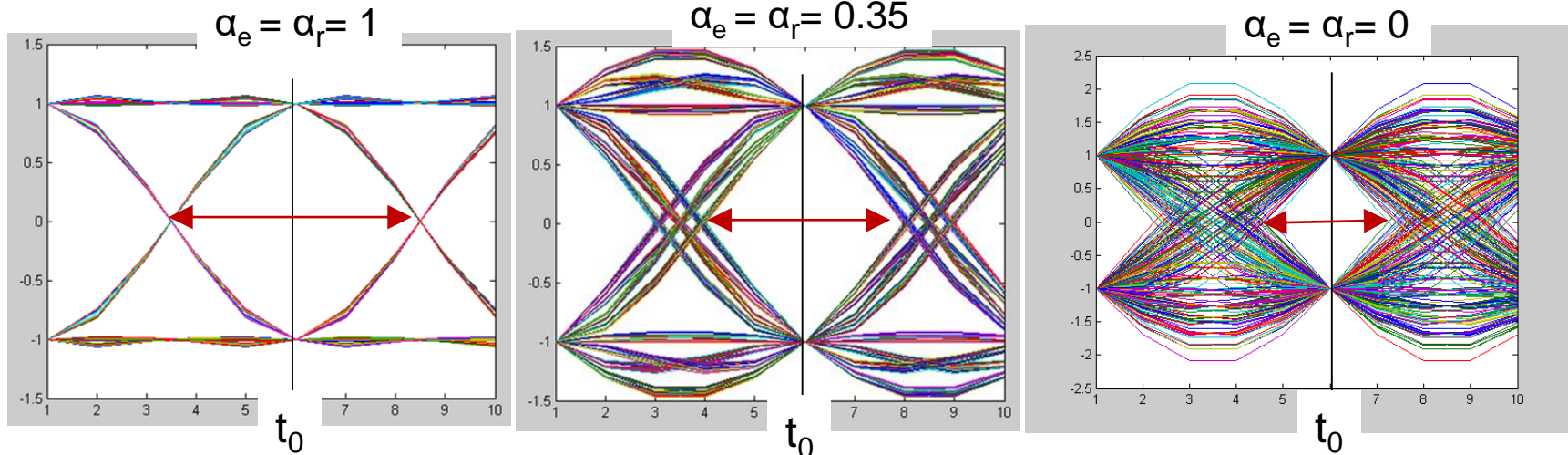
Valeurs typiques de roll off :  $\alpha=0.22$  (UMTS),  $\alpha=0.35$  (DVB-S),  $\alpha=0.15$  (DVB-C)

# Démodulation bande de base

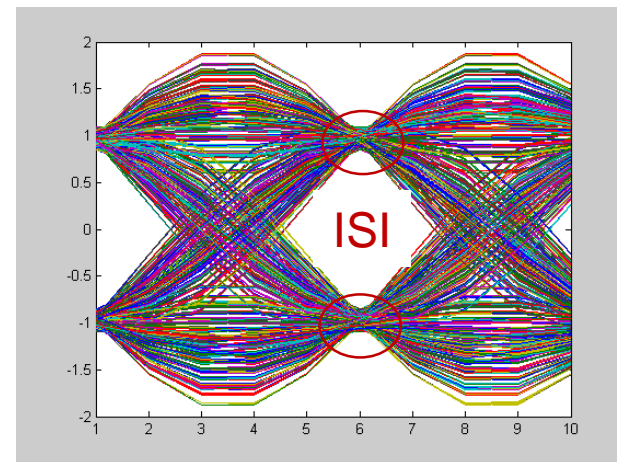
## Optimisation conjointe avec le modulateur

→ Exemple de filtre de Nyquist : filtre en cosinus surélevé (raised cosine filter, RCF)

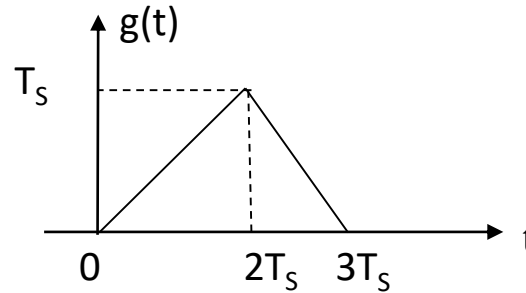
Quelques diagrammes de l'oeil sans bruit réalisés sur  $2T_s$



Sans bruit,  
Deux filtres SRRCF (Square Root Raised  
Cosine Filter) de roll off différents à  
l'émission et à la réception :



Soit  $g(t)=h(t)*h_c(t)*h_r(t)$  la réponse impulsionnelle globale de la chaîne de transmission :



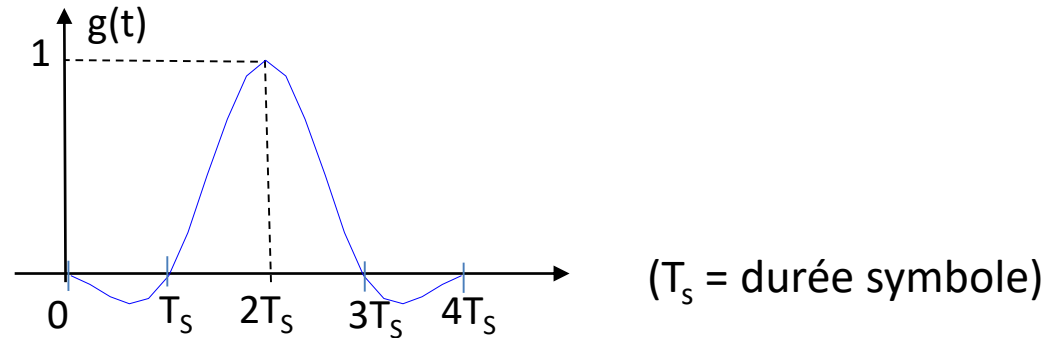
( $T_s$  = durée symbole)

### QUESTION

La chaîne de transmission :

- ☐ A Respecte le critère de Nyquist
- ☐ B Peut respecter le critère de Nyquist
- ☐ C Ne peut pas respecter le critère de Nyquist
- ☐ D Pas assez d'éléments pour répondre à la question

Soit  $g(t)=h(t)*h_c(t)*h_r(t)$  la réponse impulsionnelle globale de la chaîne de transmission :

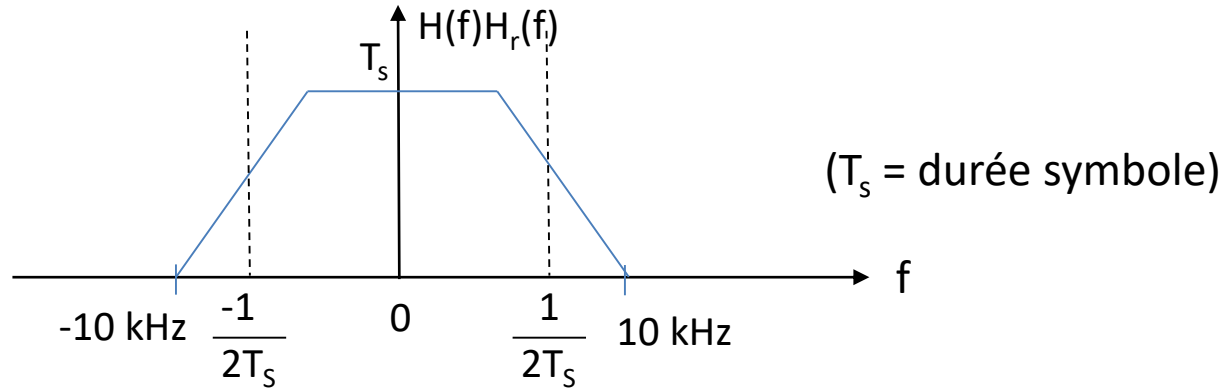


### QUESTION

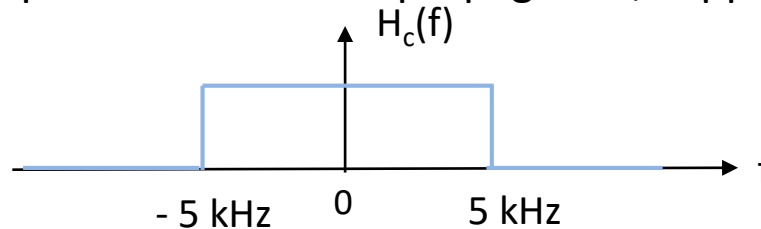
La chaîne de transmission :

- ☐ A Respecte le critère de Nyquist
- ☐ B Peut respecter le critère de Nyquist
- ☐ C Ne peut pas respecter le critère de Nyquist
- ☐ D Pas assez d'éléments pour répondre à la question

On donne le produit  $H(f)H_r(f)$ , où  $H(f)$  est la réponse en fréquence du filtre de mise en forme et  $H_r(f)$  la réponse en fréquence du filtre de réception :



Et la réponse en fréquence du canal de propagation, supposé AWGN à bande limitée :



### QUESTION

La chaîne de transmission :

- ☐ A Peut respecter le critère de Nyquist
- ☐ B Ne peut pas respecter le critère de Nyquist
- ☐ C Pas assez d'éléments pour répondre à la question

# Démodulation bande de base

## Optimisation conjointe avec le modulateur

$$z(t_0 + mT_s) = \underbrace{a_m g(t_0)}_{\text{Terme d'intérêt}} + \underbrace{\sum_{k \neq m} a_k g(t_0 + (m - k)T_s)}_{\text{ISI aux instants d'échantillonnage (Inter Symbol Interference)}} + \underbrace{w(t_0 + mT_s)}_{\text{Bruit (filtré et échantillonné)}} \longrightarrow \boxed{\text{Décisions}} \longrightarrow \{\hat{a}_k\}$$

→ Suppression des interference à  $t_0 + mT_s$ : critère de Nyquist  
 Terme d'intérêt

$$z(t_0 + mT_s) = \underbrace{a_m g(t_0)}_{\text{Terme d'intérêt}} + \underbrace{w(t_0 + mT_s)}_{\text{Bruit filtré et échantillonné : } w_m, \text{ variance } \sigma^2}$$

→ Maximisation du SNR à  $t_0 + mT_s$ : filtrage adapté (à la forme d'onde reçue)

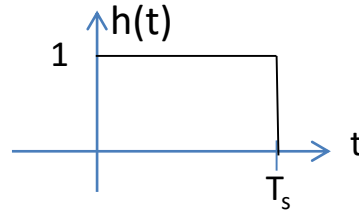
$$\text{Maximiser } SNR_{t_0 + mT_s} \Leftrightarrow \text{Maximiser } \frac{|g(t_0)|^2}{\sigma^2} \quad h_e(t) = h(t) * h_c(t)$$

$$\left[ \frac{|g(t_0)|^2}{\sigma^2} \right]_{\max} \text{ pour } H_r(f) = \lambda H_e^*(f) e^{-j2\pi f t_0} \xrightarrow{\text{TF}^{-1}} \boxed{h_r(t) = \lambda h_e^*(t_0 - t)} \quad \text{Filtre adapté}$$

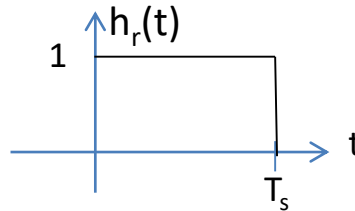
( Inégalité de Cauchy-Schwarz  $\left| \int_{-\infty}^{\infty} a(f) b^*(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} a(f) a^*(f) df \int_{-\infty}^{\infty} b(f) b^*(f) df$  , égalité pour  $a(f) = k b(f)$  )



On donne la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme :



On donne la réponse impulsionnelle du filtre de réception :

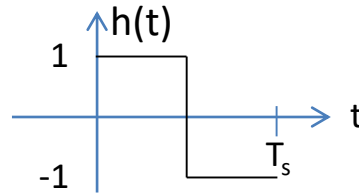


### QUESTION

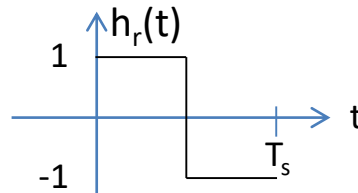
Le rapport signal sur bruit aux instants de décision est maximisé :

- ☒ A VRAI
- ☐ B FAUX
- ☐ C Pas assez d'éléments pour répondre à la question

On donne la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme :



On donne la réponse impulsionnelle du filtre de réception :



Le canal de transmission est considéré comme étant AWGN.

### QUESTION

**Le rapport signal sur bruit aux instants de décision est maximisé :**

- ☐ A VRAI
- ☐ B FAUX
- ☐ C Pas assez d'éléments pour répondre à la question

# Démodulation bande de base

## Décisions sur les symboles

→ Règle de décision : Maximum A Posteriori

$$\hat{a}_m = \arg \max_{\tilde{a}_m} P(\tilde{a}_m | z_m)$$



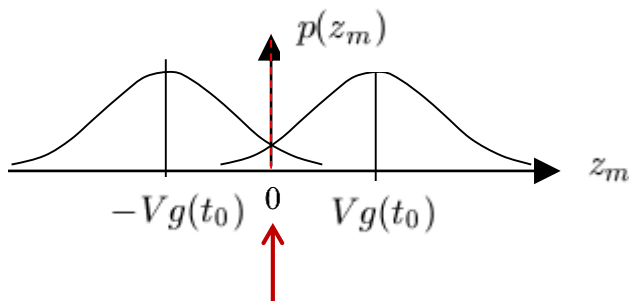
$$\hat{a}_m = \arg \max_{\tilde{a}_m} p(z_m | \tilde{a}_m)$$

Pour des symboles équiprobables

Critère de Nyquist respecté :  $z(t_0 + mT_s) \equiv z_m = a_m g(t_0) + w_m$

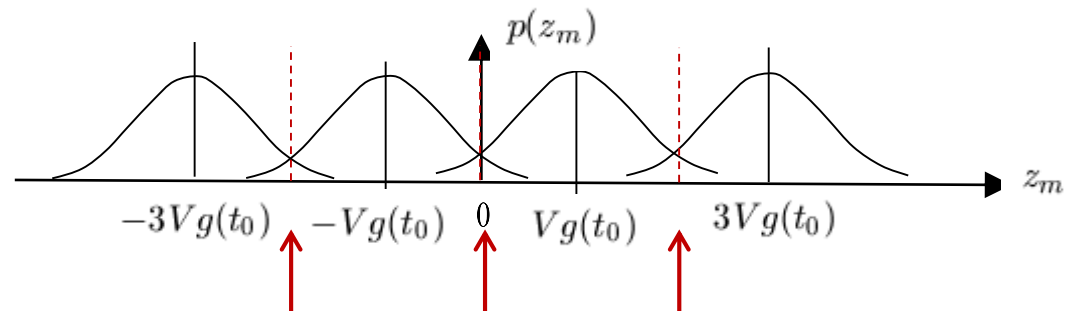
$$p(z_m | \tilde{a}_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left( -\frac{(z_m - \tilde{a}_m g(t_0))^2}{2\sigma^2} \right)$$

Cas binaire :  $\tilde{a}_m \in \{\pm V\}$

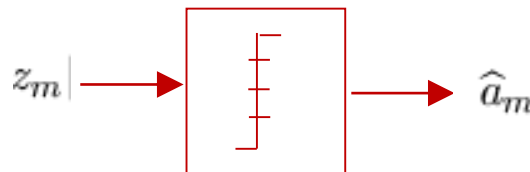


$$\text{Règle de décision MAP} \Rightarrow \begin{cases} z_m \geq 0 : \hat{a}_m = +V \\ z_m < 0 : \hat{a}_m = -V \end{cases}$$

Cas 4-aire :  $\tilde{a}_m \in \{\pm V, \pm 3V\}$



$$\text{Règle de décision MAP} \Rightarrow \begin{cases} z_m \leq -2Vg(t_0) : \hat{a}_m = -3V \\ -2Vg(t_0) < z_m \leq 0 : \hat{a}_m = -V \\ 0 < z_m \leq 2Vg(t_0) : \hat{a}_m = +V \\ z_m \geq 2Vg(t_0) : \hat{a}_m = +3V \end{cases}$$



Détecteur à seuil (Threshold detector or slicer)

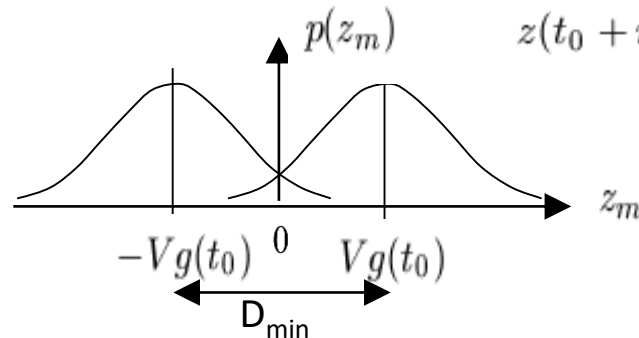
# Transmission numérique bande de base (M-PAM)

## Performances

### → Taux d'erreur symbole (TES)

#### ▪ Cas binaire :

$$a_m \in \{\pm V\}$$



Nyquist & seuil  
de décision en 0

Filtrage adapté

$\frac{E_b}{N_0}$  : SNR par bit à l'entrée  
du récepteur

$$TES_{min} = Q\left(\frac{D_{min}}{2\sigma}\right) = Q\left(\frac{Vg(t_0)}{\sigma}\right) \stackrel{\text{Filtrage adapté}}{=} Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

#### ▪ Cas M-aire :

$$a_m \in \{\pm V, \pm 3V, \dots, \pm(M-1)V\}$$

Nyquist & seuil de décision  
optimaux

Filtrage adapté

$$TES_{min} \stackrel{\text{Nyquist & seuil de décision optimaux}}{=} 2\left(\frac{M-1}{M}\right) Q\left(\frac{Vg(t_0)}{\sigma}\right) \stackrel{\text{Filtrage adapté}}{=} 2\left(\frac{M-1}{M}\right) Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2(M)}{M^2-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Obtenu pour une modulation **M-PAM** (Bande de base), dans un **canal de Nyquist**, avec **filtrage adapté**.

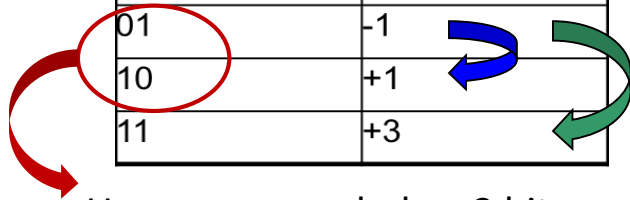
# Transmission numérique bande de base (M-PAM)

## Performances

→ Taux d'erreur binaire (TEB): optimisation du Mapping

Mapping en binaire « Naturel »

bits	symboles
00	-3
01	-1
10	+1
11	+3



Une erreur symbole = 2 bits erronés

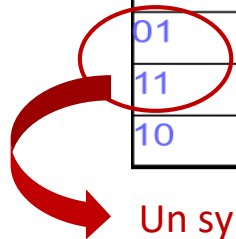
Exemple (voir TD, pour 4-PAM avec  $V=1$ ,  $N_0=10^{-3} \text{ V}^2/\text{Hz}$ ,  $R_b=1\text{kbps}$ ) :

$$\begin{aligned} P(\hat{a}_k = -V/a_k = -3V) &= Q(2) - Q(6) = 0.0228 \\ P(\hat{a}_k = +V/a_k = -3V) &= Q(6) - Q(10) = 9.87 \cdot 10^{-10} \\ P(\hat{a}_k = +3V/a_k = -3V) &= Q(10) = 7.62 \cdot 10^{-24} \end{aligned}$$

$P_{e1} \gg P_{e2}$

Mapping “de Gray”

bits	symboles
00	-3
01	-1
11	+1
10	+3



Un symbole erroné = 1 bit erroné

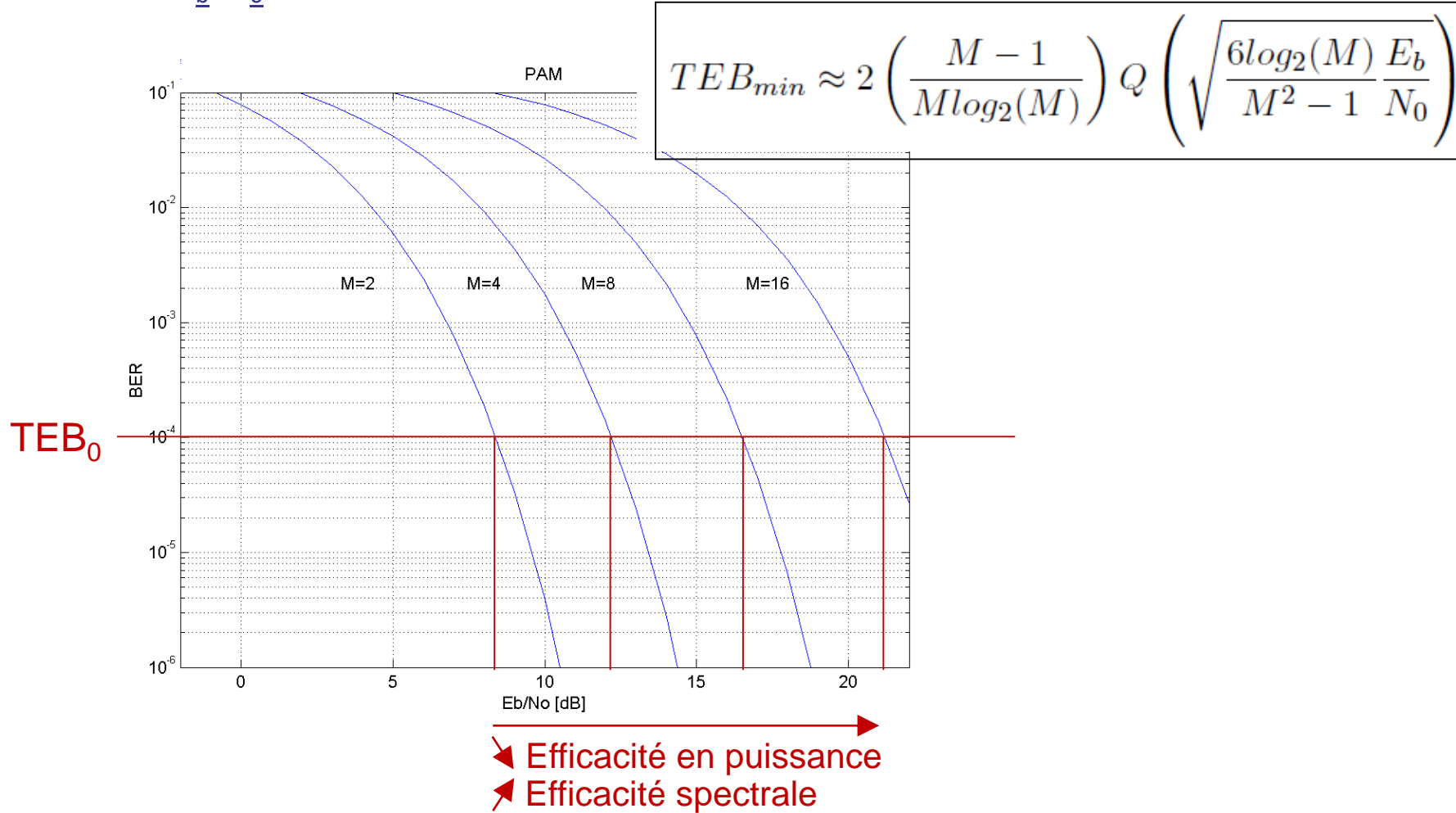
$$\text{Mapping de GRAY} \Rightarrow TEB \approx \frac{TES}{\log_2(M)}$$

$$(TEB = \frac{\text{Nbre de bits erronés}}{\text{Nbre de bits transmis}} \approx \frac{\text{Nbre symboles erronés}}{\text{Nbre symboles transmis} \times \text{Nbre bits codés par symbole}})$$

# Transmission numérique bande de base (M-PAM)

## Efficacité en puissance

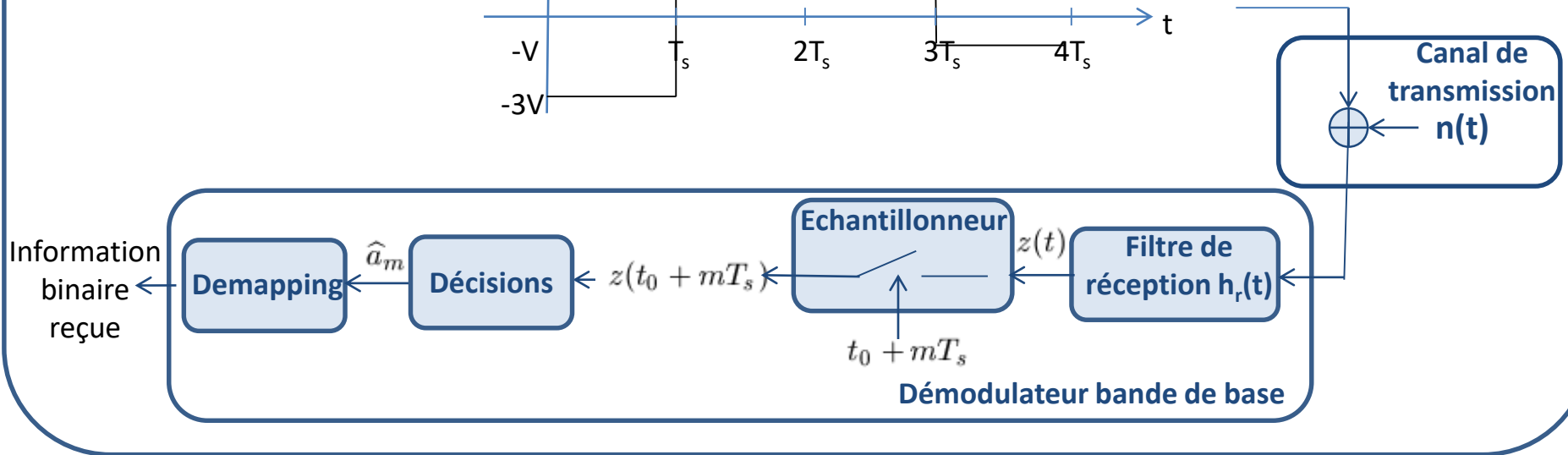
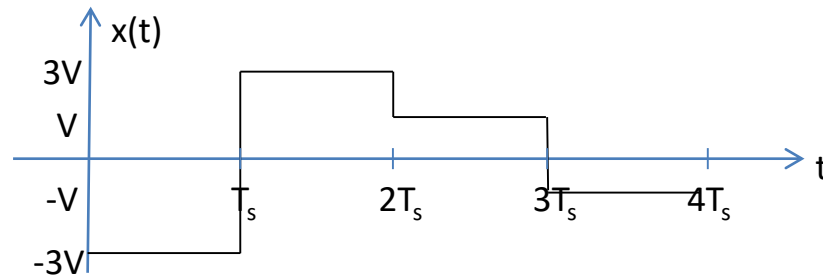
→  $TEB = f(E_b/N_0)$  pour les transmissions M-PAM



➡ Résultats obtenus pour une modulation bande de base M-aire (**M-PAM**), dans un **canal de Nyquist**, avec **filtrage adapté** et **mapping de Gray**

Suite de bits à transmettre : 00100111

Signal généré :



## QUESTION

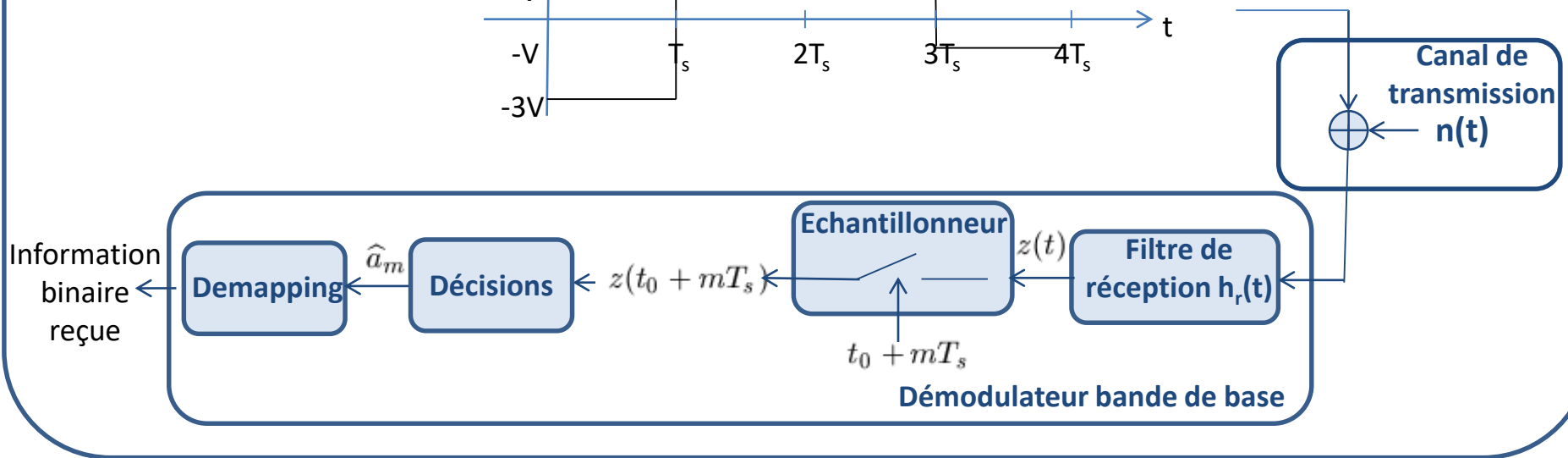
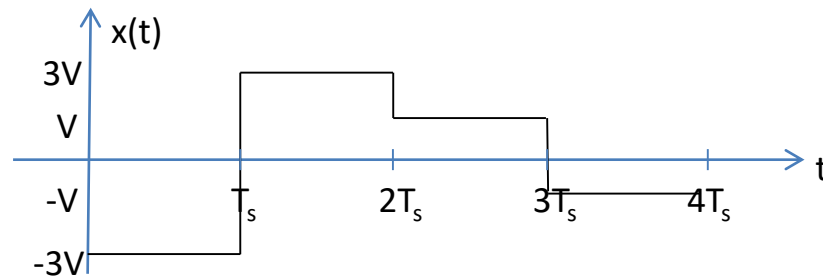
En considérant un filtre de réception de réponse impulsionnelle rectangulaire de durée  $T_s$ ,  $t_0=T_s$  et un détecteur à seuil avec seuils en  $-2V$ ,  $0$ ,  $2V$  pour prendre les décisions, le taux d'erreur symbole obtenu sera minimal :

☐ A VRAI

☐ B FAUX

Suite de bits à transmettre : 00100111

Signal généré :



## QUESTION

En considérant un filtre de réception de réponse impulsionnelle rectangulaire de durée  $T_s$ ,  $t_0=T_s$  et un détecteur à seuil avec seuils en  $-2VT_s$ ,  $0$ ,  $2VT_s$  pour prendre les décisions, le taux d'erreur binaire obtenu sera minimal :

**A** VRAI

**B** FAUX

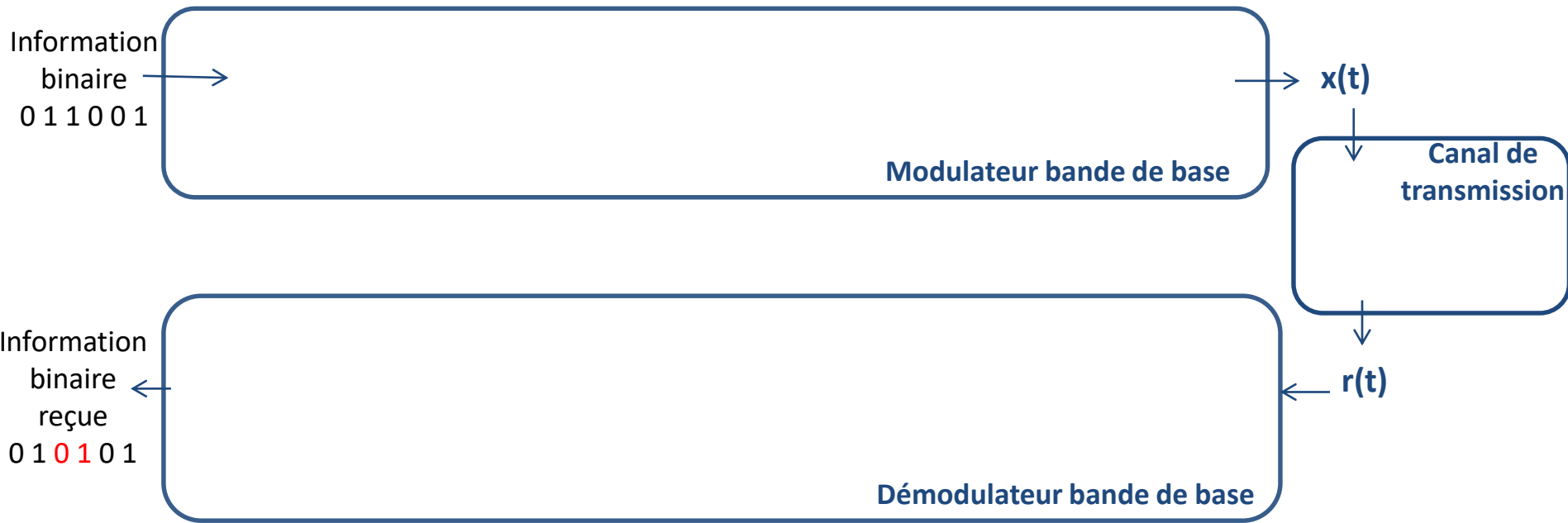


---

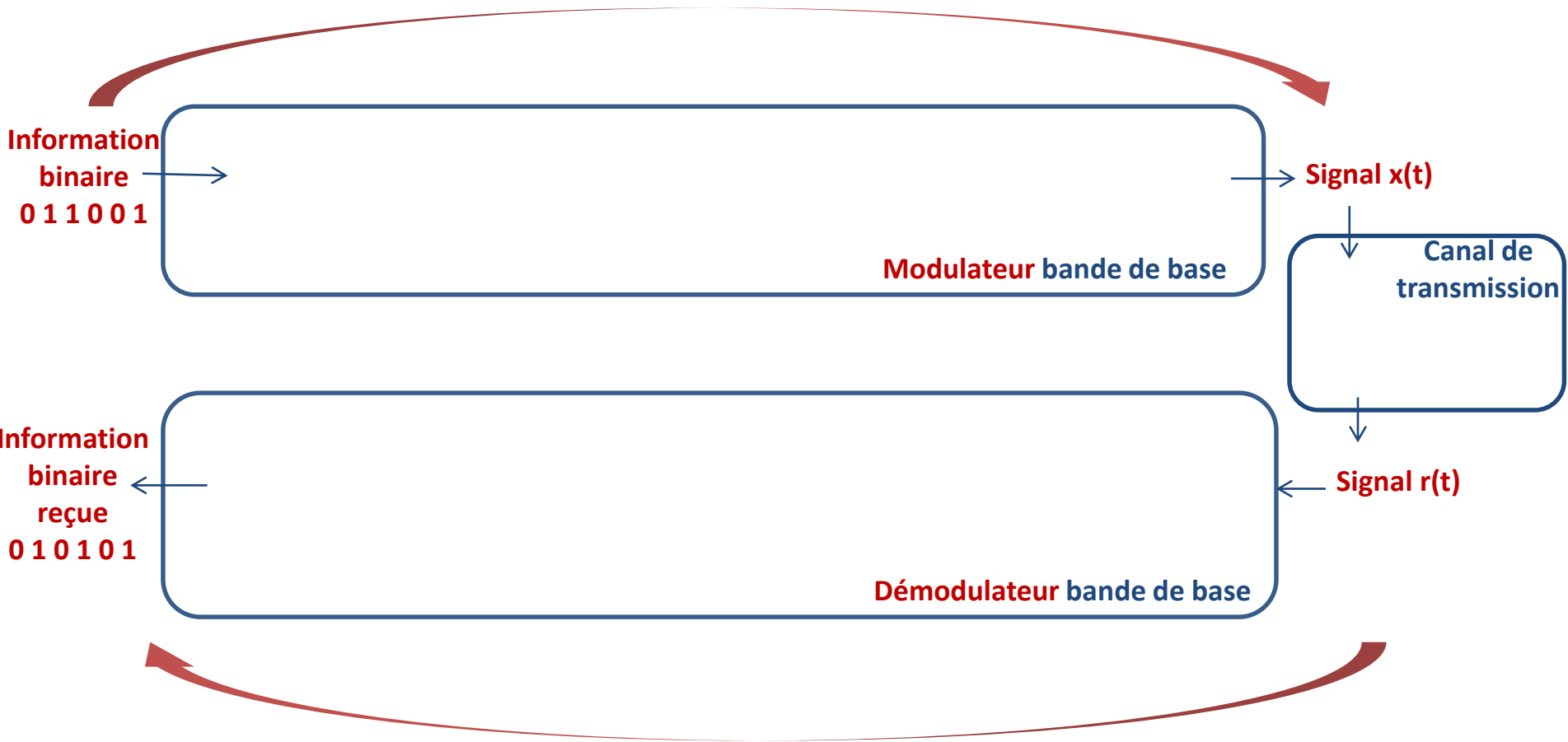
## Modulateur/démodulateur bande de base : **Bilan**

---

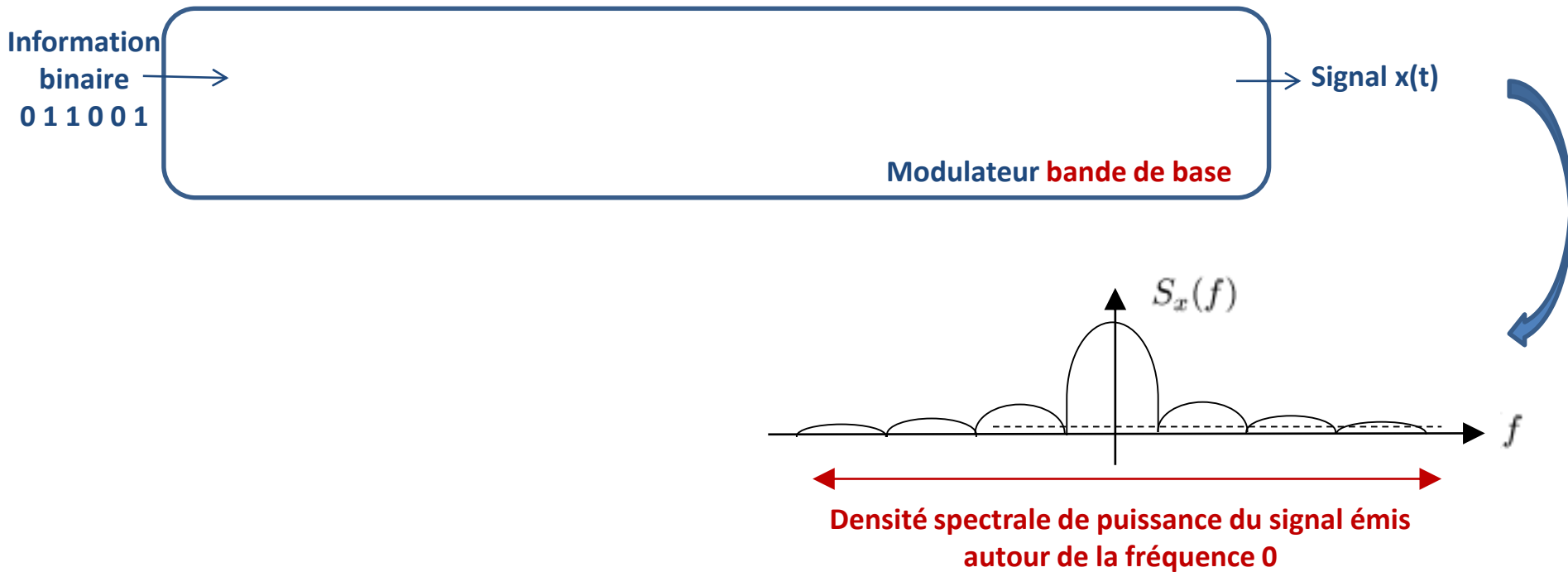
# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)



# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

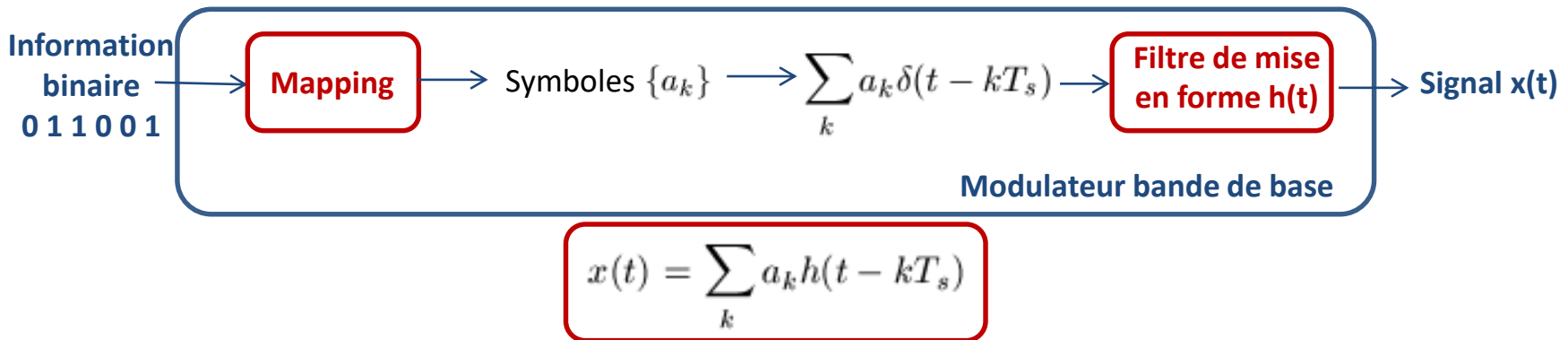


# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

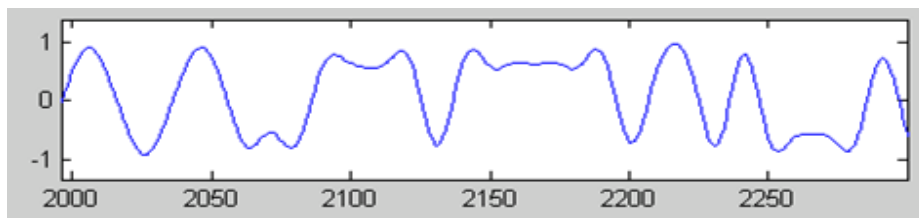
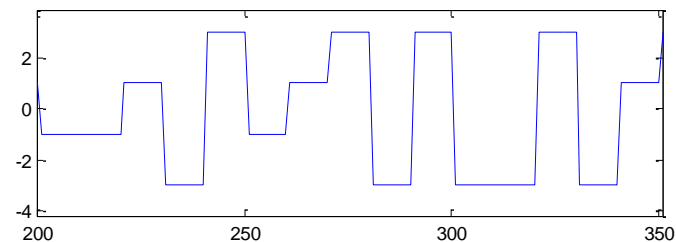
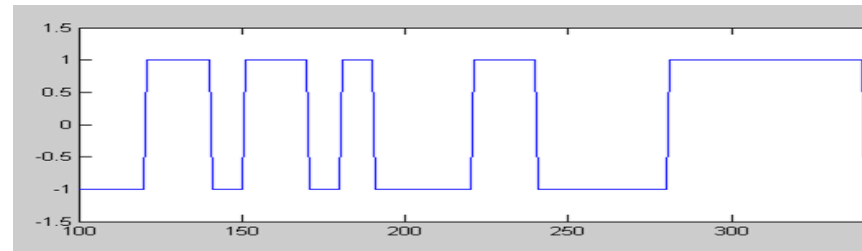
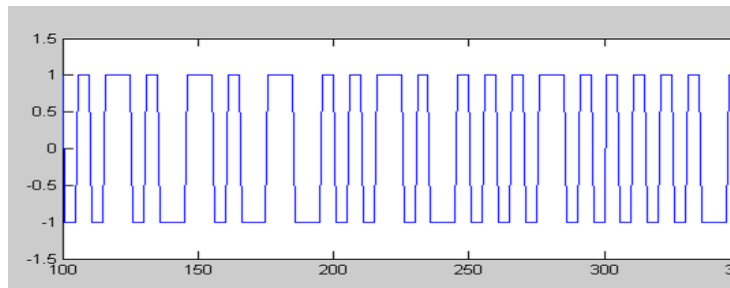


# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM) :

Etre capable de donner de construire le modulateur permettant d'obtenir le signal souhaité

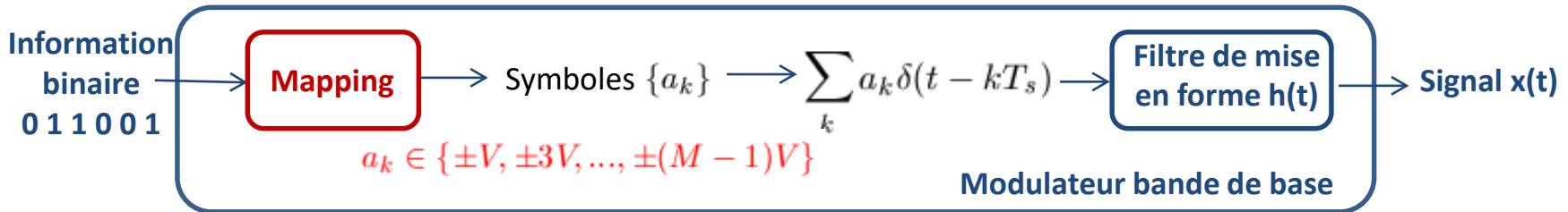


Exemple de signaux :



# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (**M-PAM**) :

↑  
**Ordre de la  
modulation**



Débit symbole (symboles/s ou bauds) →

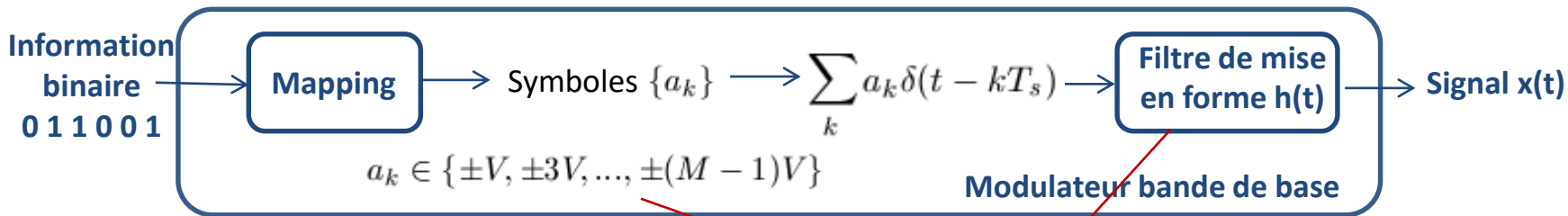
$$R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}$$

← Débit binaire (bits/s)

↑  
M=nombre de symboles possibles

# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etre capable de comparer des schémas de modulation bande de base en termes d'efficacité spectrale



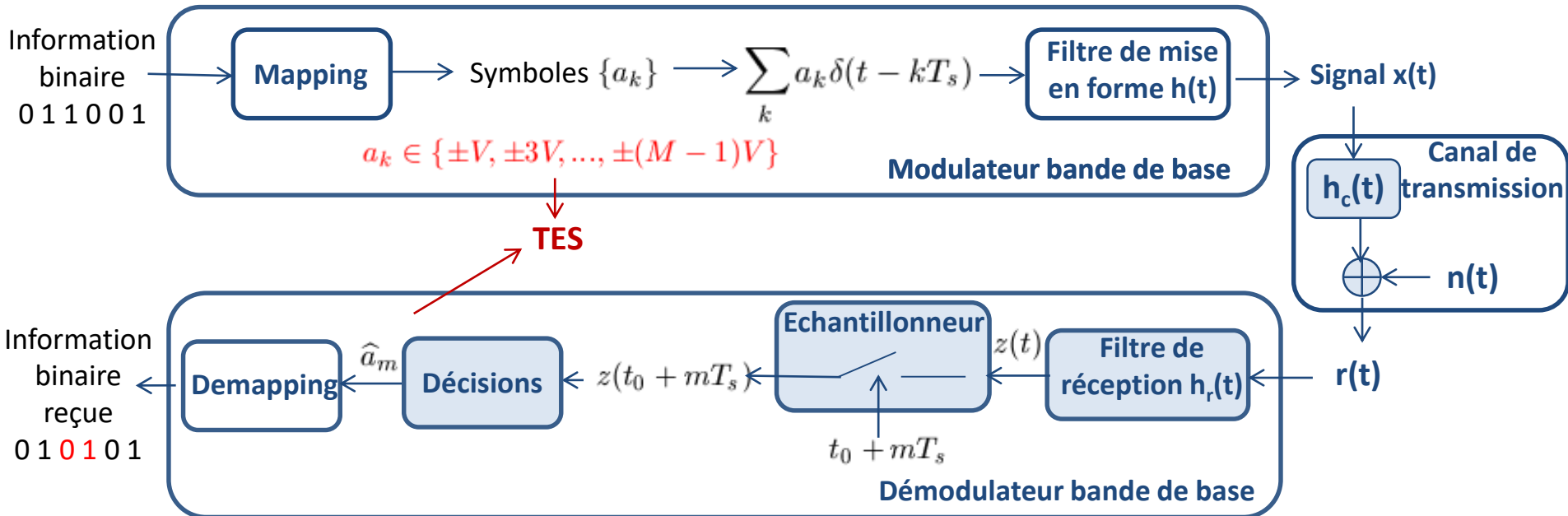
$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2(M)}{k}$$

$$S_x(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_s} |H(f)|^2 + 2 \frac{\sigma_a^2}{T_s} |H(f)|^2 \sum_{k=1}^{\infty} \Re [R_a(k) e^{j2\pi f k T_s}] + \frac{|m_a|^2}{T_s^2} \sum_k \left| H\left(\frac{k}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right)$$

Densité spectrale de puissance de  $x(t)$

# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

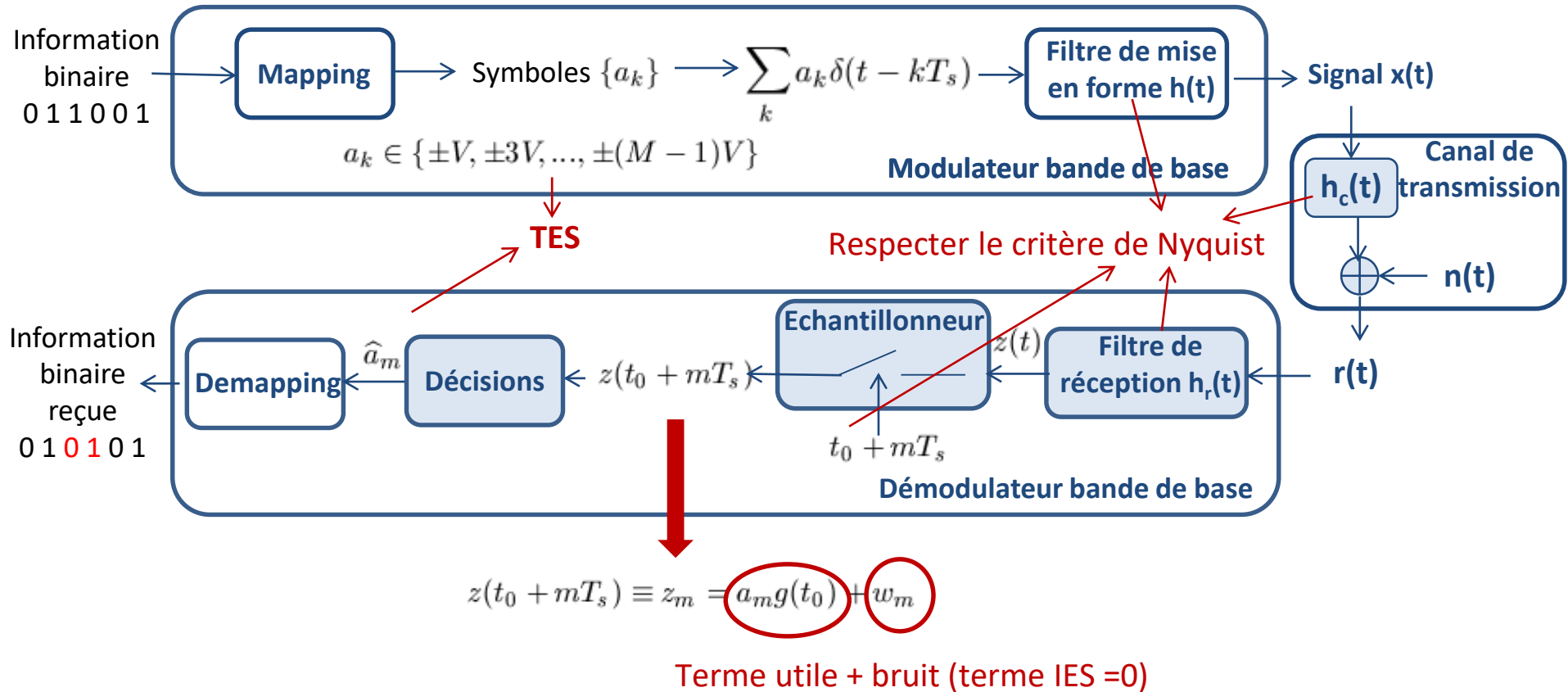
Etant donné le modulateur, être capable de mettre en place un démodulateur permettant de minimiser le taux d'erreur symbole (TES)





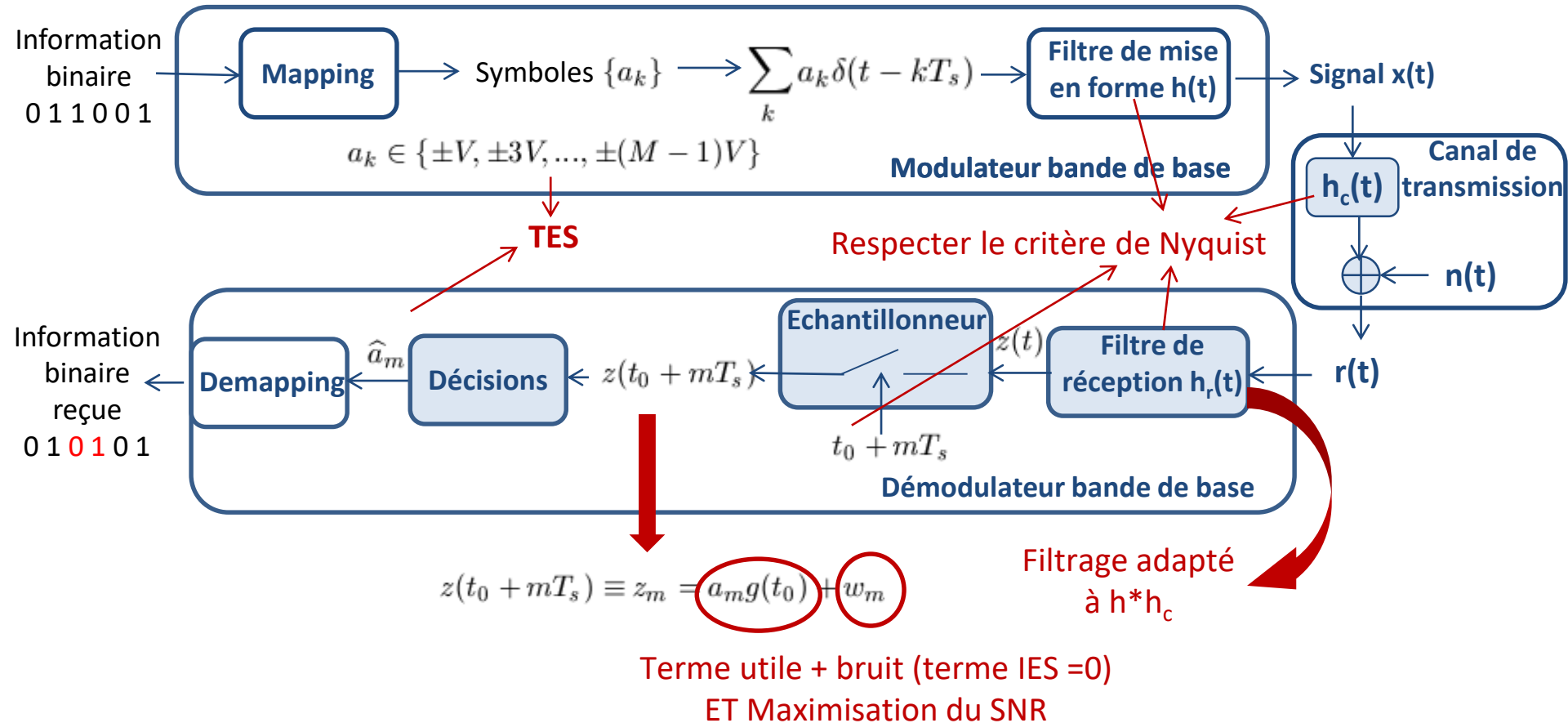
# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etant donné le modulateur, être capable de mettre en place un démodulateur permettant de minimiser le taux d'erreur symbole (TES)



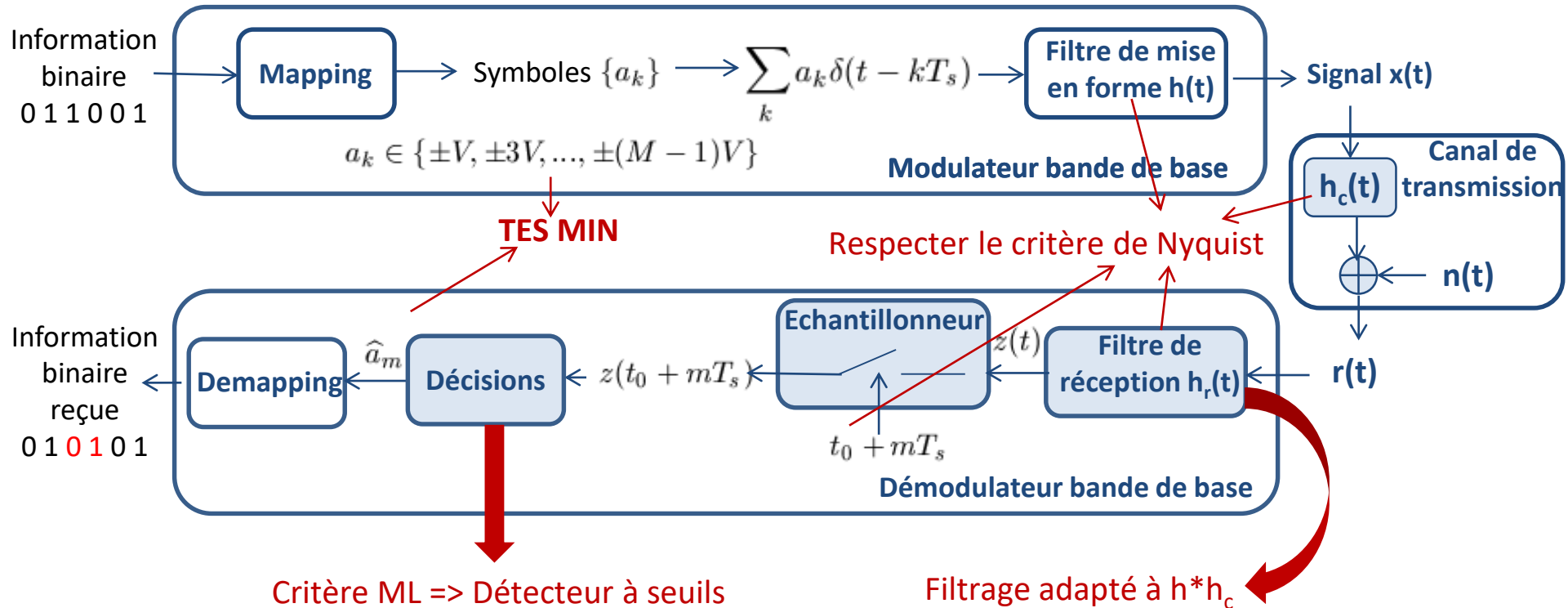
# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etant donné le modulateur, être capable de mettre en place un démodulateur permettant de minimiser le taux d'erreur symbole (TES)



# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etant donné le modulateur, être capable de mettre en place un démodulateur permettant de minimiser le taux d'erreur symbole (TES)

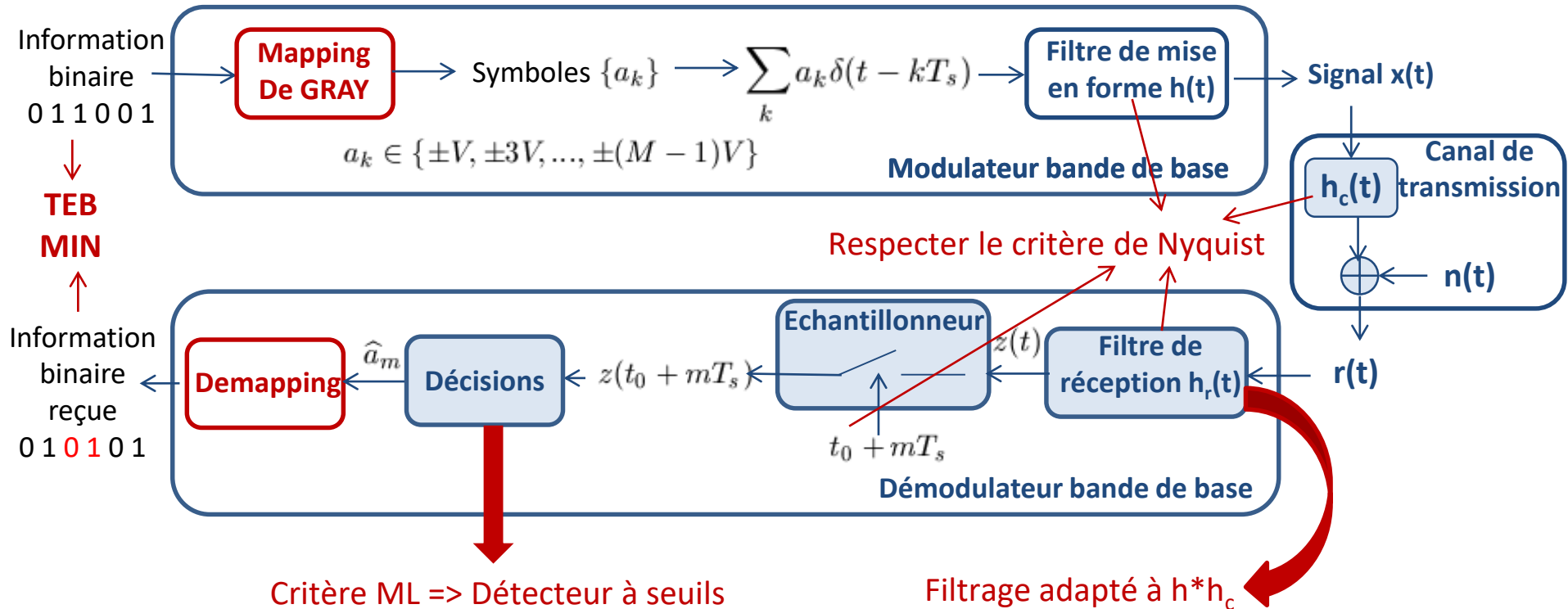


➔

$$TES_{min} = 2 \left( \frac{M-1}{M} \right) Q \left( \sqrt{\frac{6 \log_2(M)}{M^2 - 1} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etre capable de mettre en place un couple modulateur/démodulateur permettant de minimiser le taux d'erreur binaire (TEB)



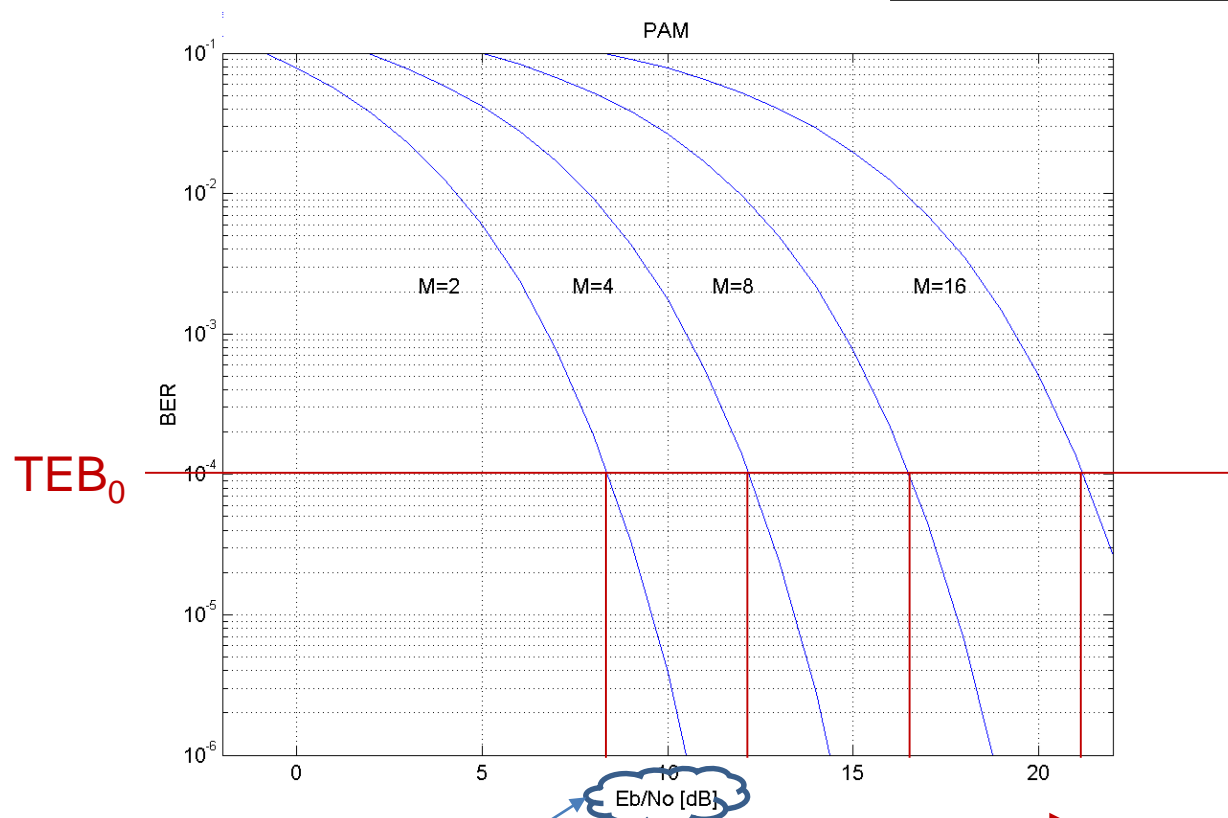
➔

$$TEB_{min} \approx 2 \left( \frac{M-1}{M \log_2(M)} \right) Q \left( \sqrt{\frac{6 \log_2(M)}{M^2 - 1} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

# Modulation/Démodulation Numérique en bande de base (M-PAM)

Etre capable de comparer des schémas de modulation bande de base  
en termes d'efficacité en puissance

$$TEB_{min} \approx 2 \left( \frac{M-1}{M \log_2(M)} \right) Q \left( \sqrt{\frac{6 \log_2(M)}{M^2-1} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$



Rapport signal à bruit  
par bit à l'entrée du récepteur

↖ Efficacité en puissance