
Radiocommunications

les réseaux sans fil

Jean-Marie Gorce

année 2006-07

Plan du module

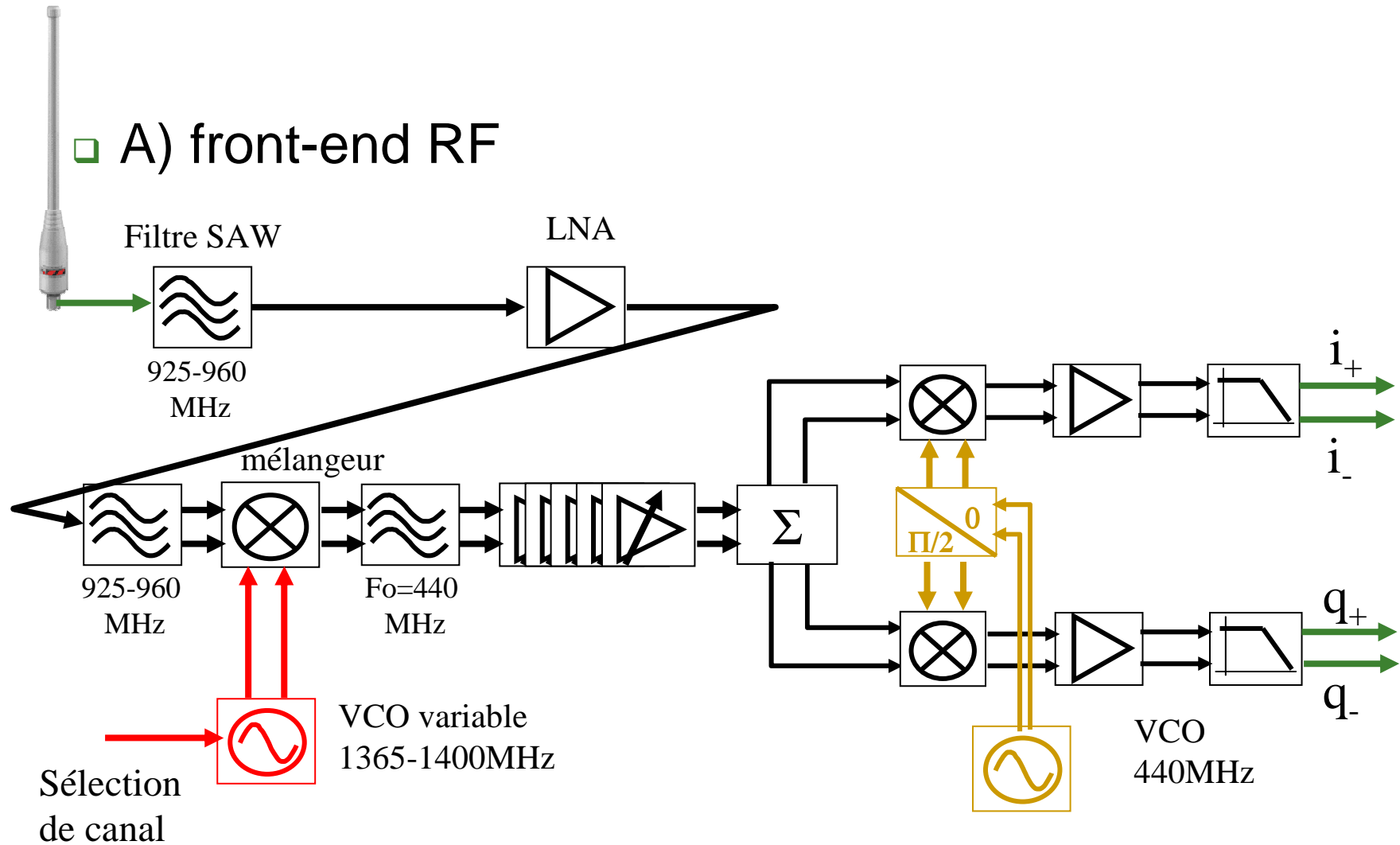
- *Partie I : La norme WiFi*
 - *Overview*
 - *La couche MAC*
 - *La couche PHY*
- **Partie II : Le canal radio**
 - Shadowing
 - Fading plat
 - Fading sélectif
- **Partie III : La réception radio**
 - **Techniques de réception en environnement réel**
 - **Le récepteur 802.11b**
 - **Le récepteur 802.11a**

Troisième partie : La réception radio

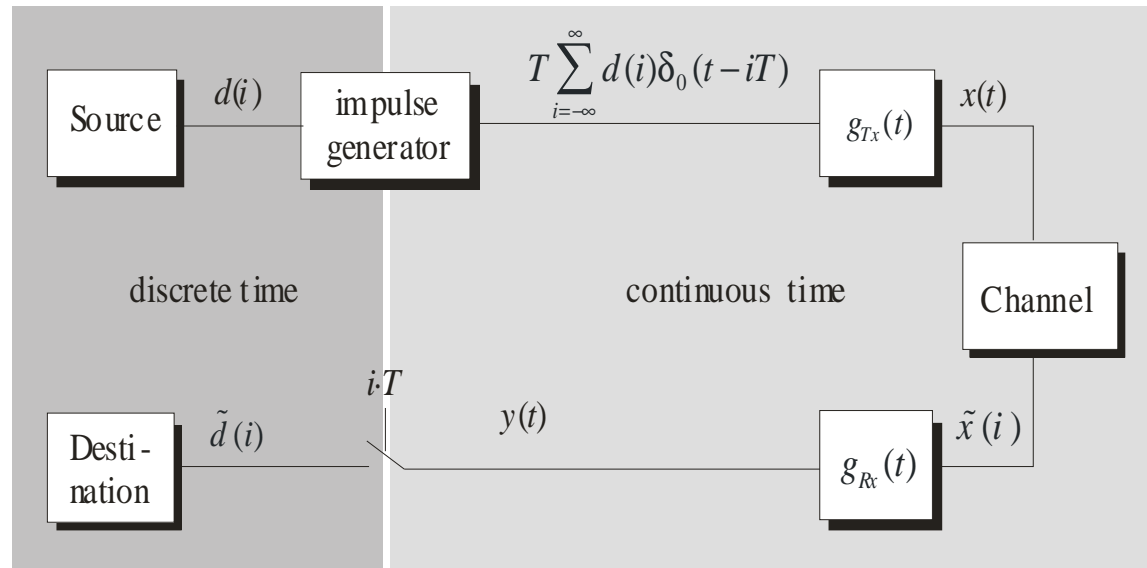
- I. Techniques de réception
 - Récepteur AWGN : filtre adapté
 - Synchronisation
 - Egalisation
 - Diversité
- II. Réception 802.11b
 - Synchronisation
 - Impact du DSSS
- III. Réception 802.11a
 - Intérêt de l'OFDM
 - Intervalle de garde

I-1. récepteur en AWGN

□ A) front-end RF



- B) Modèle en bande de base

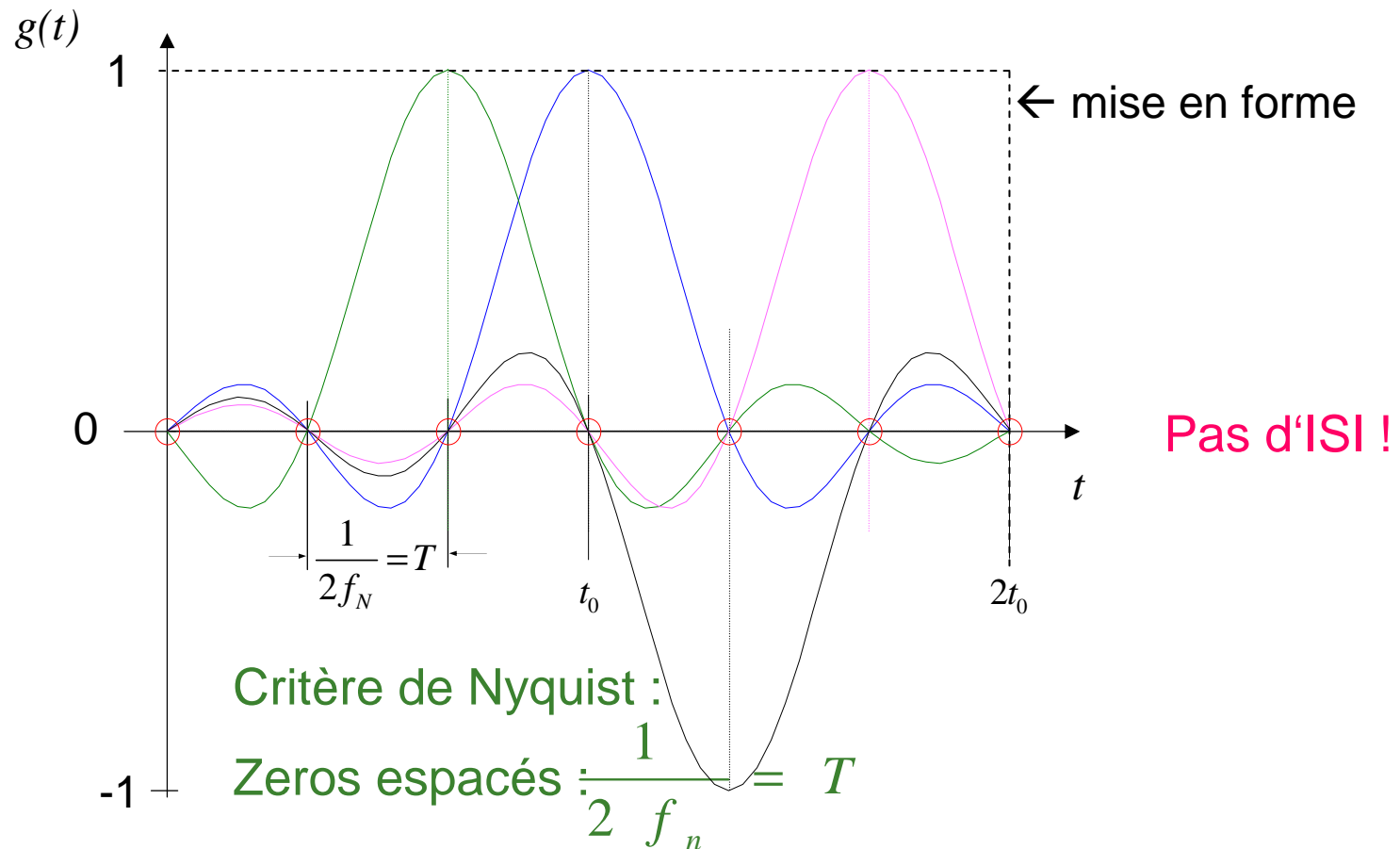


⇒ pondérer des impulsions analogiques décalées en temps $g_{Tx}(t-iT)$ avec $d(i)$

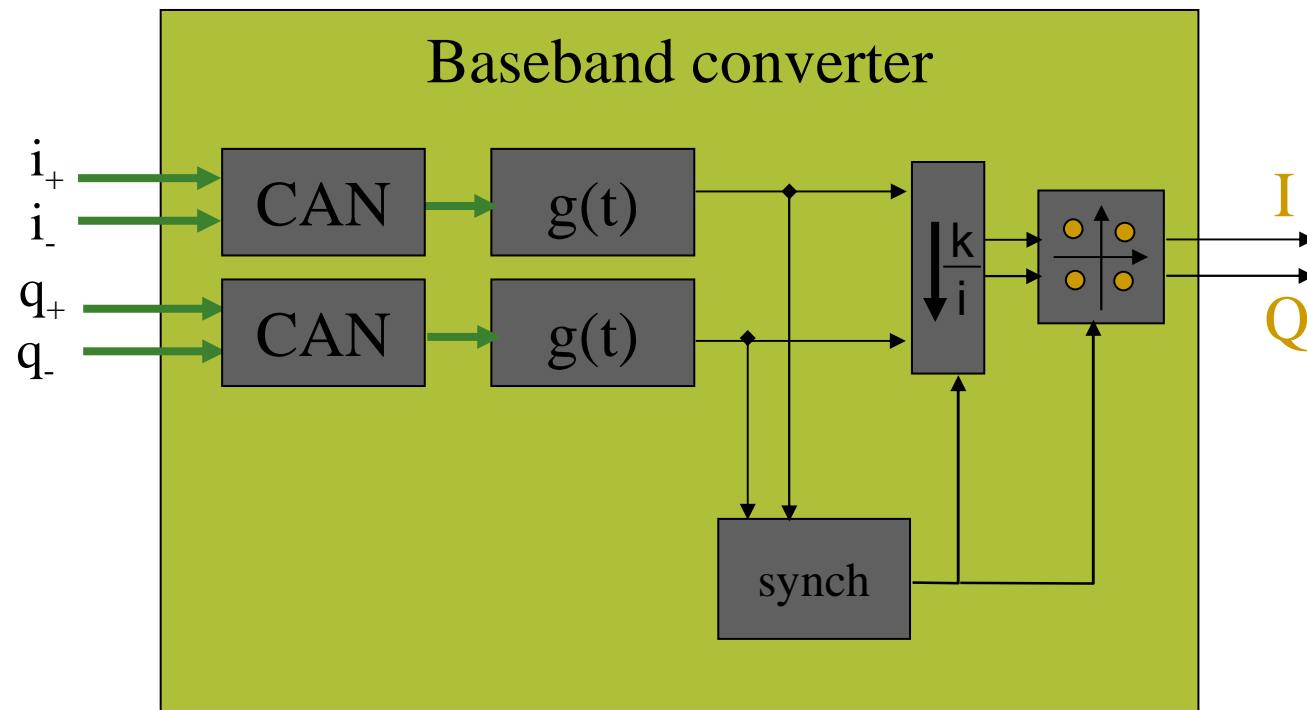
$$x(t) = \left[T \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) \cdot \delta_0(t-iT) \right] * g_{Tx}(t) = T \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(t-iT)$$

I-1. récepteur en AWGN

$g(t)$: réponse impulsionnelle du système de transmission



■ B) récepteur en bande de base

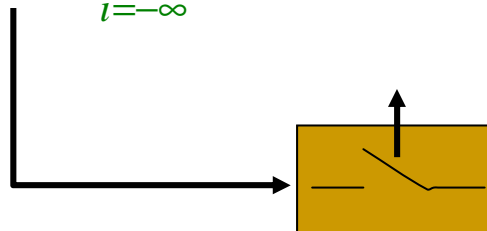


I-1. récepteur en AWGN

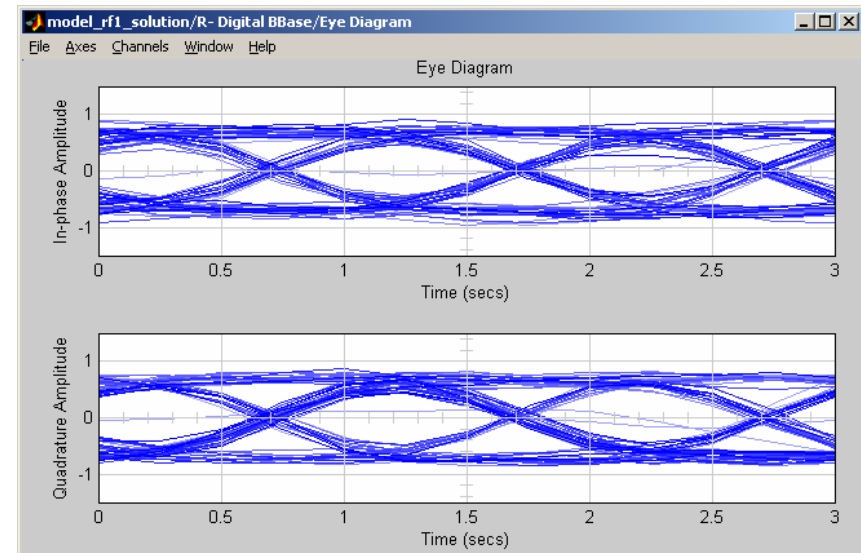
- C) Le convertisseur
 - (sur)échantillonnage
 - En général d'un facteur 2 à 4.
 - Garder toute l'information (Nyquist)
 - Permettre la synchronisation numérique fine

$$\tilde{x}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(t - iT_s) + \eta(t)$$

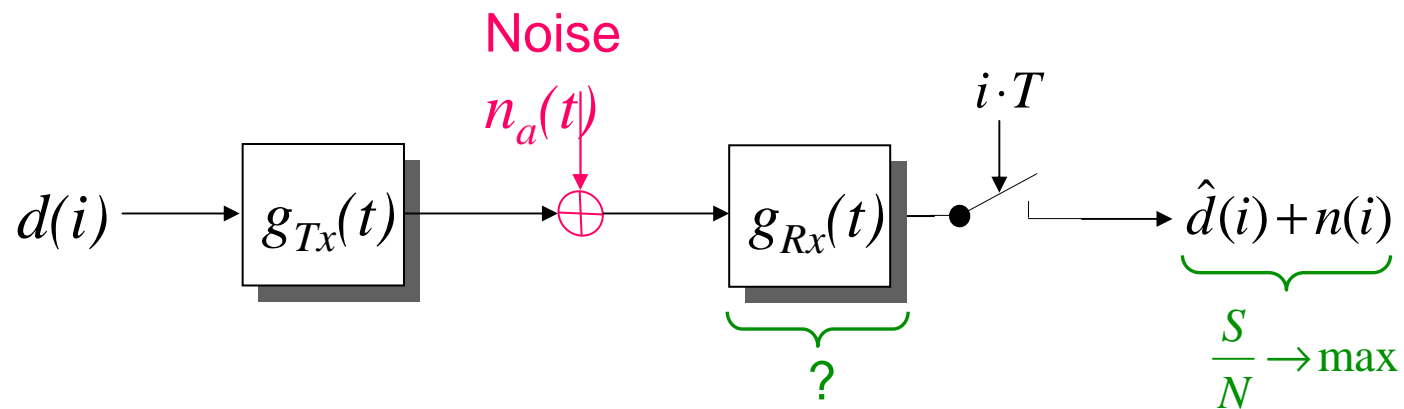
kT_e



$$\tilde{x}_e(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(kT_e - iT_s) + \eta(kT_e)$$



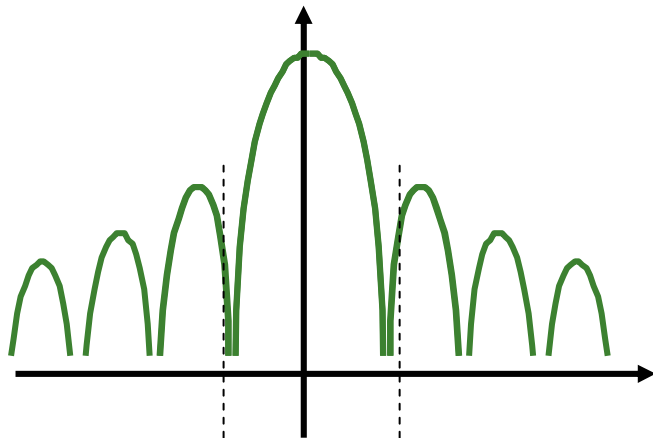
- D) Le filtre adapté (matching filter)
 - Optimiser le SNR en réception



I-1. récepteur en AWGN

□ Critère de Nyquist

- objectif : réduire l'occupation spectrale



$$\max(R_s) = 2B$$

Il est possible de trouver un codage de symboles le vérifiant et permettant une détection sans pertes d'information.



$$2B = 2.R_s$$

- Impulsions idéales

- Critère de Nyquist :

Pour permettre la reconstruction sans erreurs, les différents symboles $s_k(t)$ doivent vérifier :

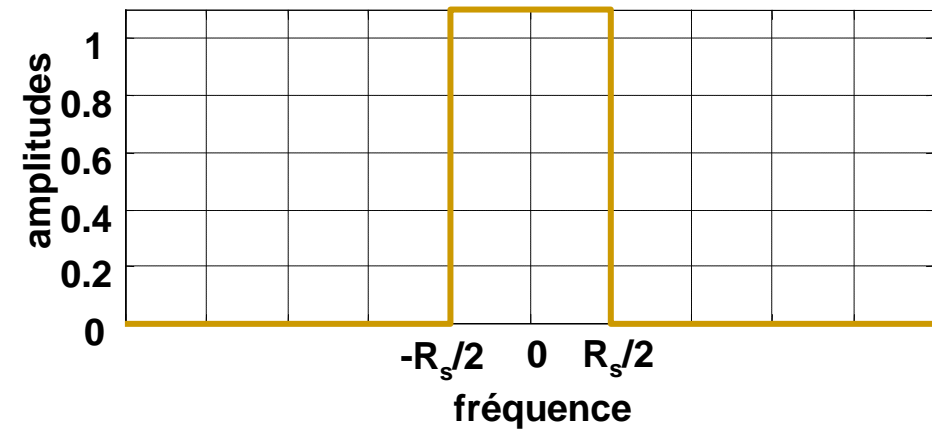
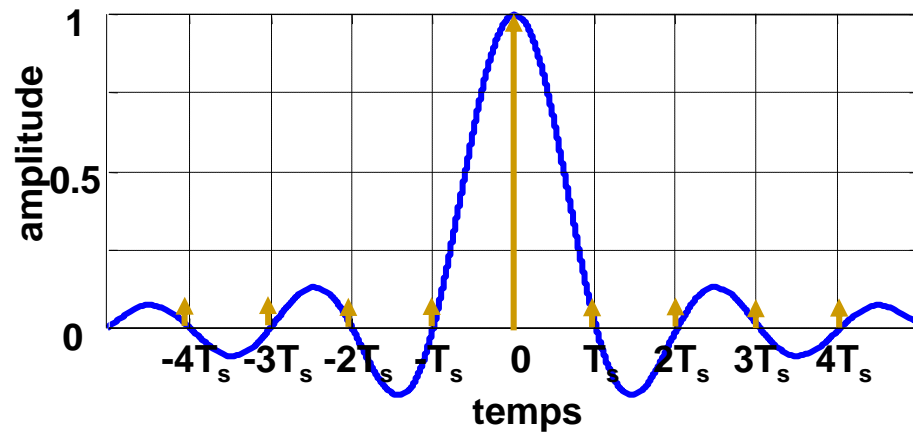
- $s_k(0)=1$
 - $s_k(n.T)=0; \forall n$

- Ce critère permet de garantir les interférences entre symboles nulles, avec un décodeur approprié

- exemple...

I-1. récepteur en AWGN

- Peut-on vérifier le critère de Nyquist tout en étant à la limite du théorème de Nyquist ???

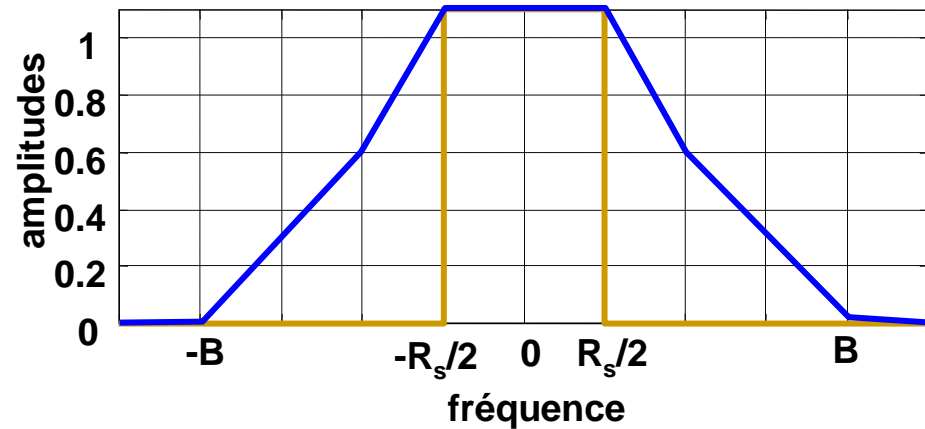
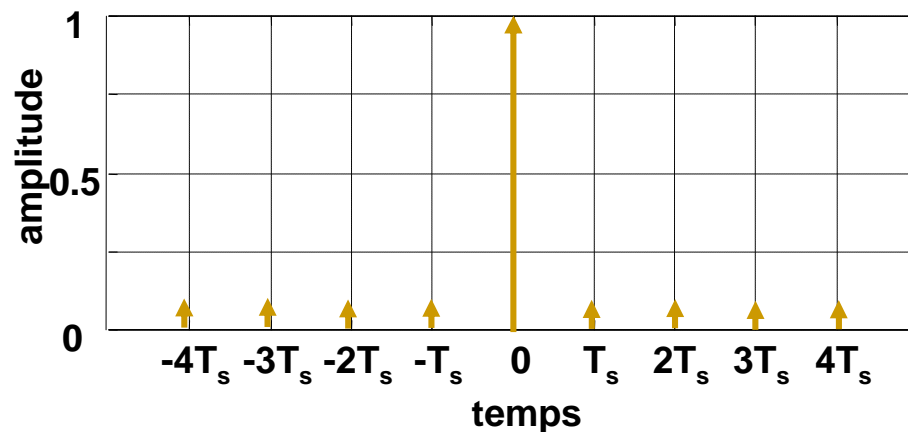


Réponse : le sinus cardinal

Inconvénient majeur : ??????

I-1. récepteur en AWGN

- Impulsions «presque» idéales
 - Vérifier le critère de Nyquist
 - Elargir l'occupation spectrale



- Cosine rolloff filter
 - Garanti une ISI nulle

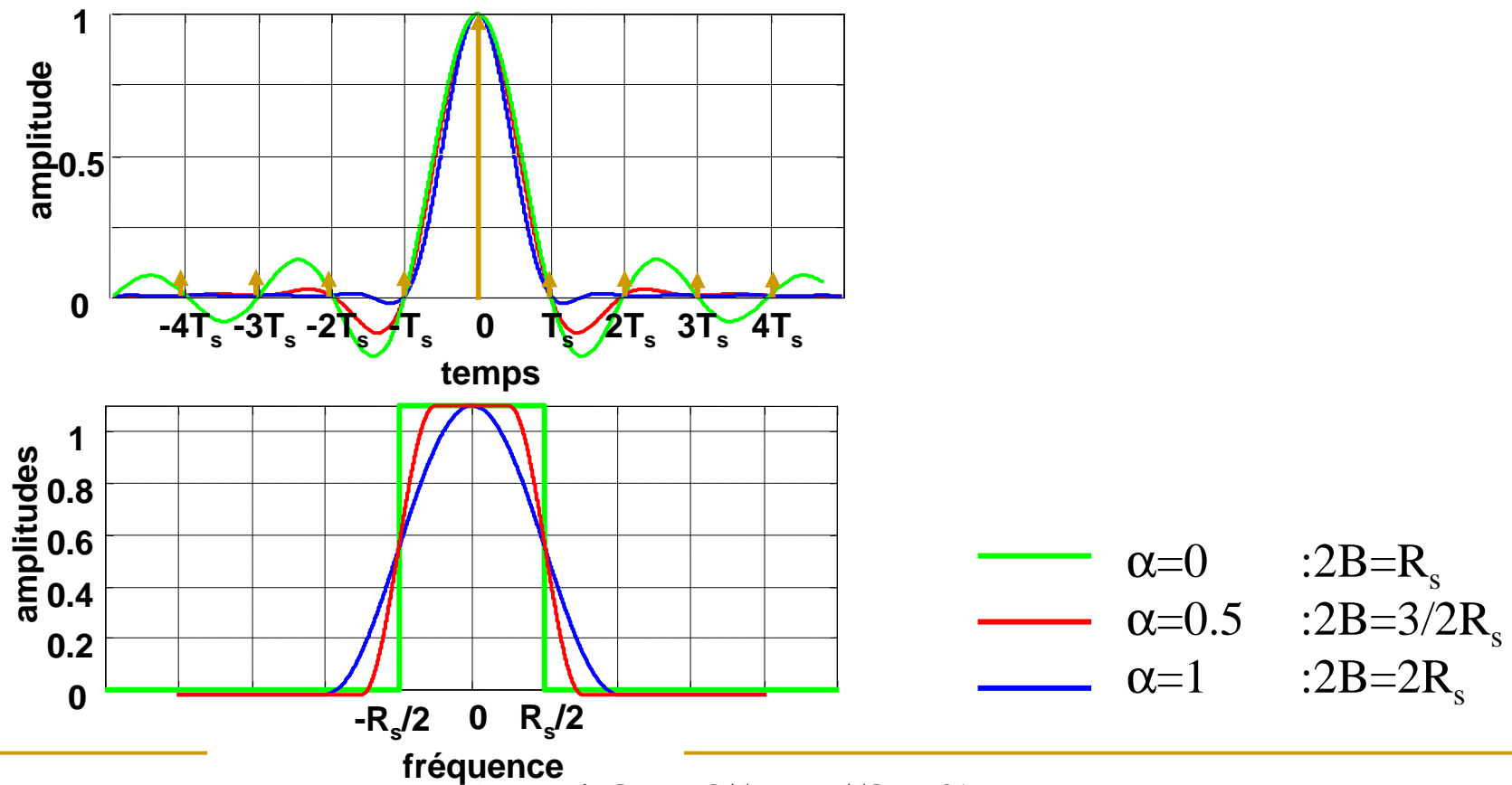
$$g_{rc0}(t) = \frac{\sin(\pi \frac{t}{T})}{\pi \frac{t}{T}} \cdot \frac{\cos(r\pi \frac{t}{T})}{1 - (2r \frac{t}{T})^2}$$

r : rolloff factor $0 \leq r \leq 1$

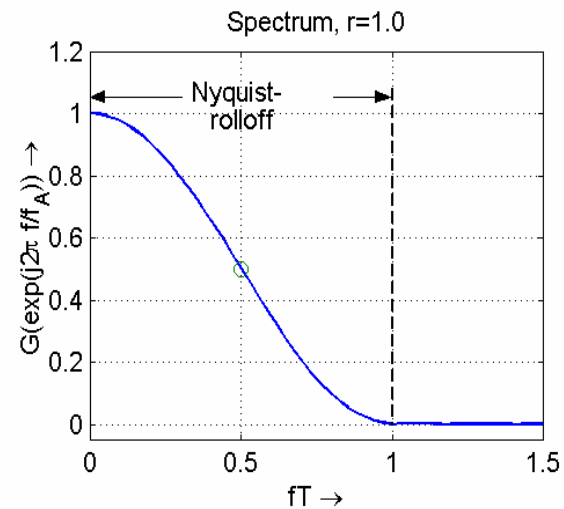
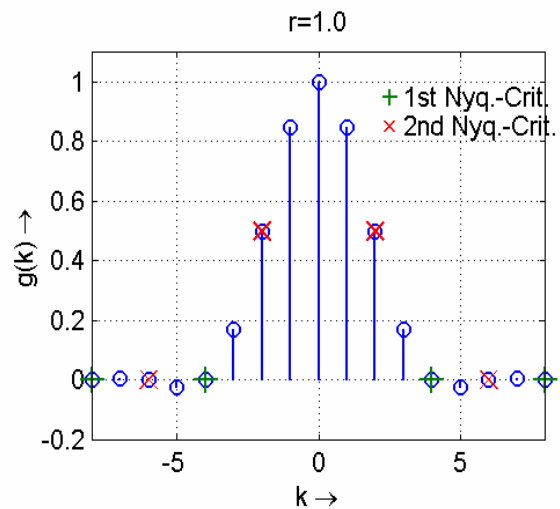
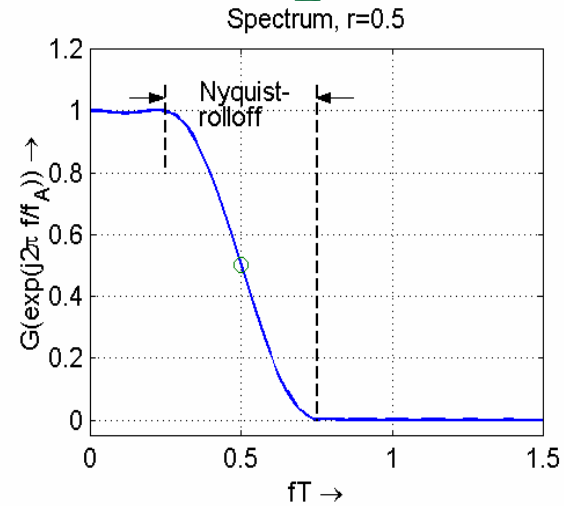
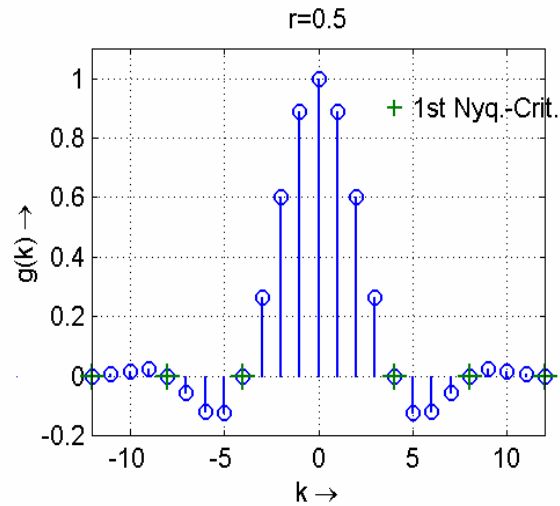
$$G_{rc0}(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{if } \frac{|\omega|}{2T} \leq 1 - r \\ \frac{1}{2} [1 + \cos(\frac{\pi}{2r} (\frac{\omega}{2T} + r - 1))] & \text{if } 1 - r \leq \frac{|\omega|}{2T} \leq 1 + r \\ 0 & \text{if } \frac{|\omega|}{2T} \geq 1 + r \end{cases}$$

I-1. récepteur en AWGN

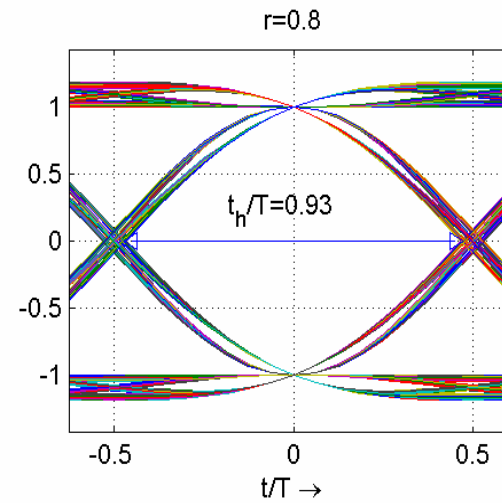
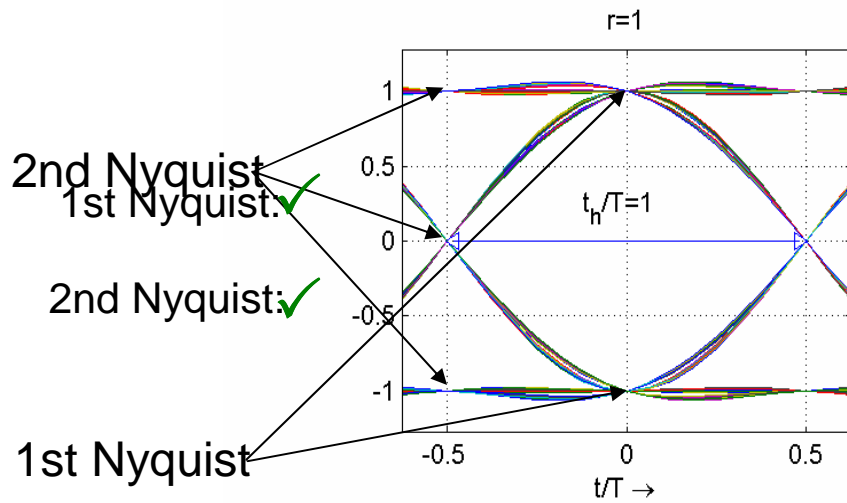
□ Représentation de la fenêtre cosinus amortie



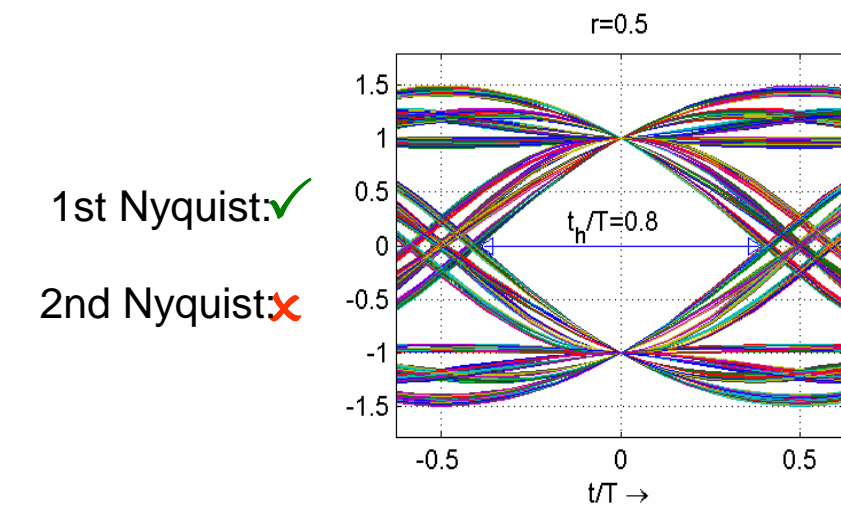
Cosine rolloff filter: Examples ($w=4$)



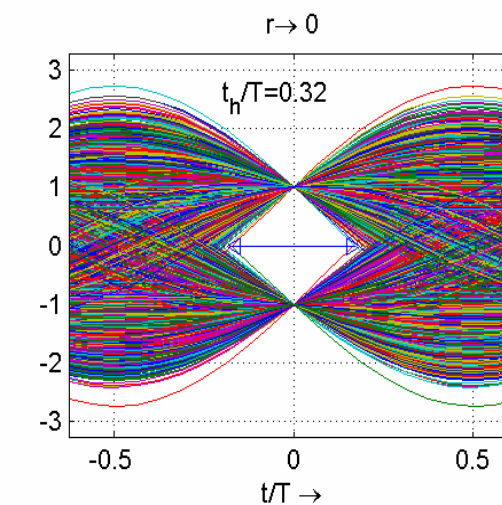
Cosine rolloff filter: Eye pattern



1st Nyquist: ✓
2nd Nyquist: ✗



1st Nyquist: ✓
2nd Nyquist: ✗



1st Nyquist: ✓
2nd Nyquist: ✗



■ Revenons au filtre adapté :

determine signal-to-noise-ratio

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma_D^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} g_{Rx}(\tau) g_{Tx}(T_0 - \tau) d\tau \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |g_{Rx}(\tau)|^2 d\tau} = \text{max}$$

Avec pour énergie d'un symbole transmis

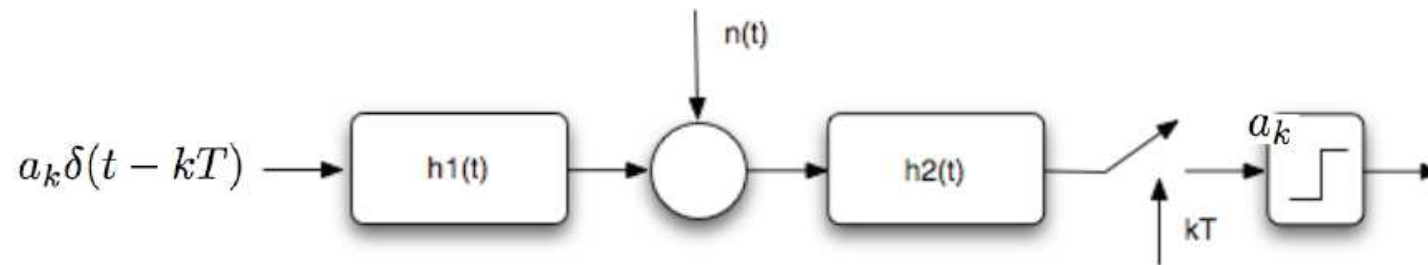
$$E_S = \underbrace{|d|^2}_{\sigma_D^2} \int_{-\infty}^{\infty} |g_{Tx}(\tau)|^2 d\tau$$

$$\frac{S}{N} = \frac{E_S}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |g_{Rx}(\tau)|^2 d\tau} \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} g_{Rx}(\tau) g_{Tx}(T_0 - \tau) d\tau \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |g_{Tx}(\tau)|^2 d\tau}$$

I-1. récepteur en AWGN

When does equality apply (maximum $\frac{S}{N}$)?

$$g_{Rx}(t) = K \cdot g_{Tx}(T_0 - t)$$



$h_1(t) * h_2(t) = h(t)$ must satisfy Nyquist
→ Best solution : a root-Nyquist filter at each side

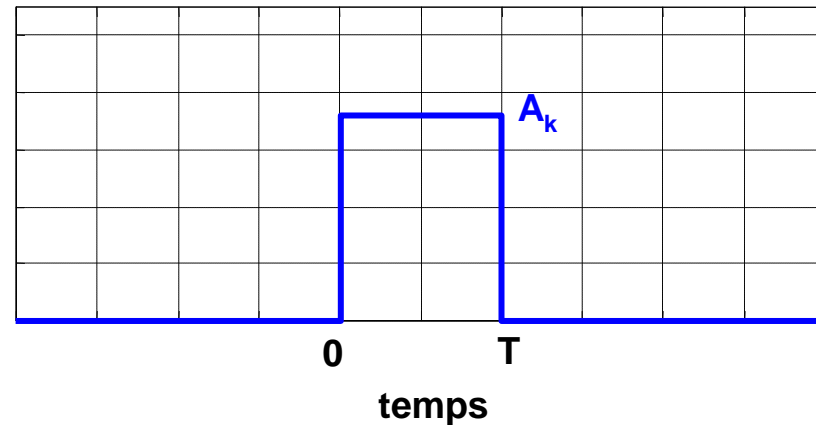
- E) Taux d'erreur (canal AWGN)
 - Pour connaître la capacité de canal, il faut estimer le rapport signal à bruit : SNR.
- Propriétés du signal en émission :

Puissance d'un symbole émis :

$$S_k = A_k^2 / 2$$

Energie 'bit' reçue :

$$E_b = A_k^2 \cdot T_b / 2$$



Rem : tenir compte de l'affaiblissement de propagation

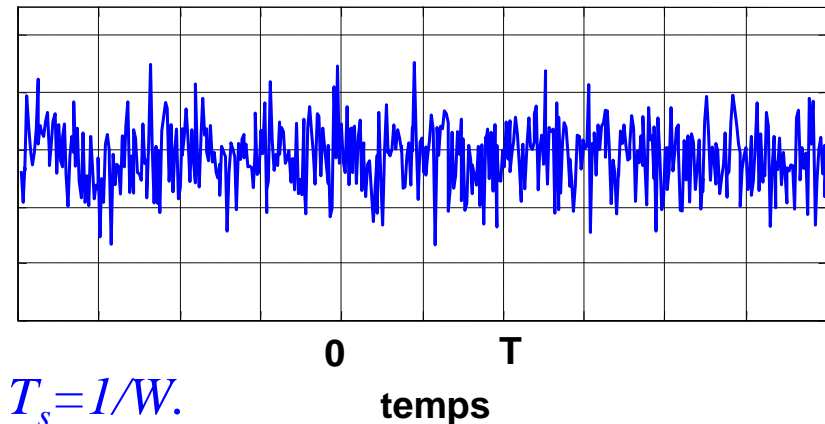
I-1. récepteur en AWGN

- Propriétés du bruit AWGN lié aux systèmes électroniques de réception

Puissance du bruit : $N = \kappa \cdot T^\circ \cdot W = N_0 \cdot W$
Energie sur une période : $E_N = N_0 \cdot W \cdot T_s$

$\kappa = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K

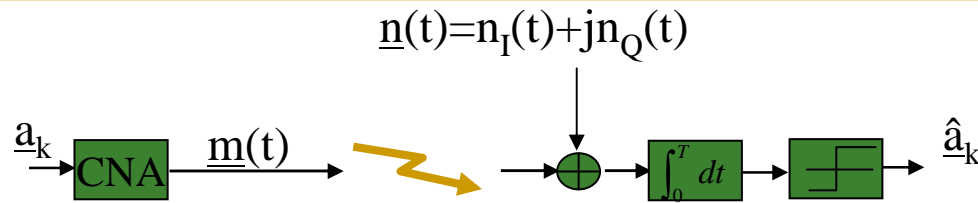
$T_k = 290$ K (en réf. , T° en Kelvin)



*Remarque : si modulation idéale : $T_s = 1/W$.
alors, $E_N = N_0$.*

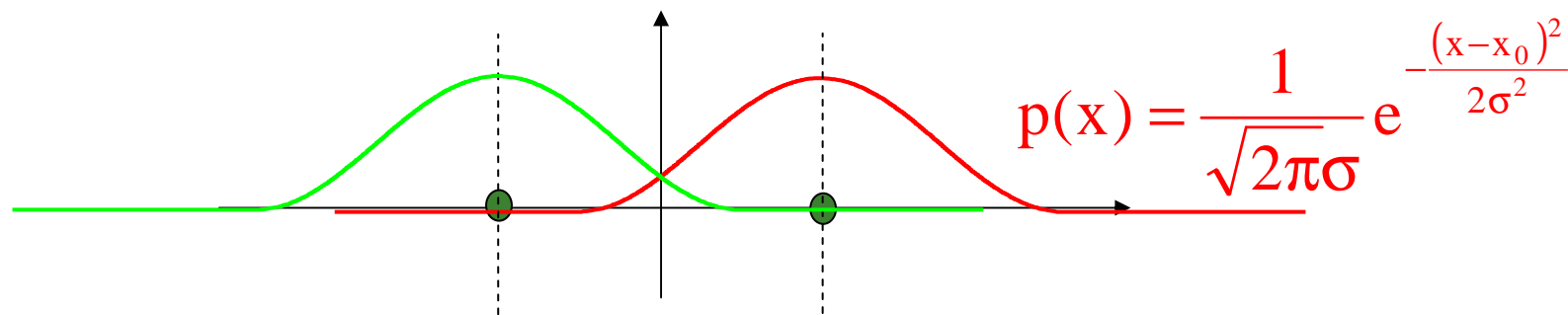
On exprime souvent la qualité d'un système en fonction de E_b/N_0 .

I-1. récepteur en AWGN



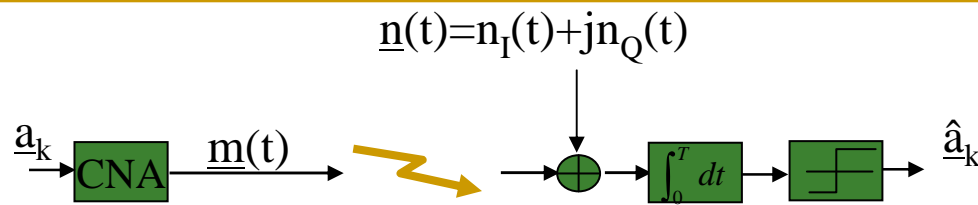
- Taux d'erreur théorique d'une BPSK sur un canal AWGN avec le démodulateur optimal :

$$P(\text{err}(k)) = P(\hat{a}_k = -1 / a_k = 1) \cdot P(a_k = 1) + P(\hat{a}_k = 1 / a_k = -1) \cdot P(a_k = -1)$$



$$p(x < 0) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right) \quad ; \quad \text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} \cdot du$$

I-1. récepteur en AWGN



□ Estimation de puissance :

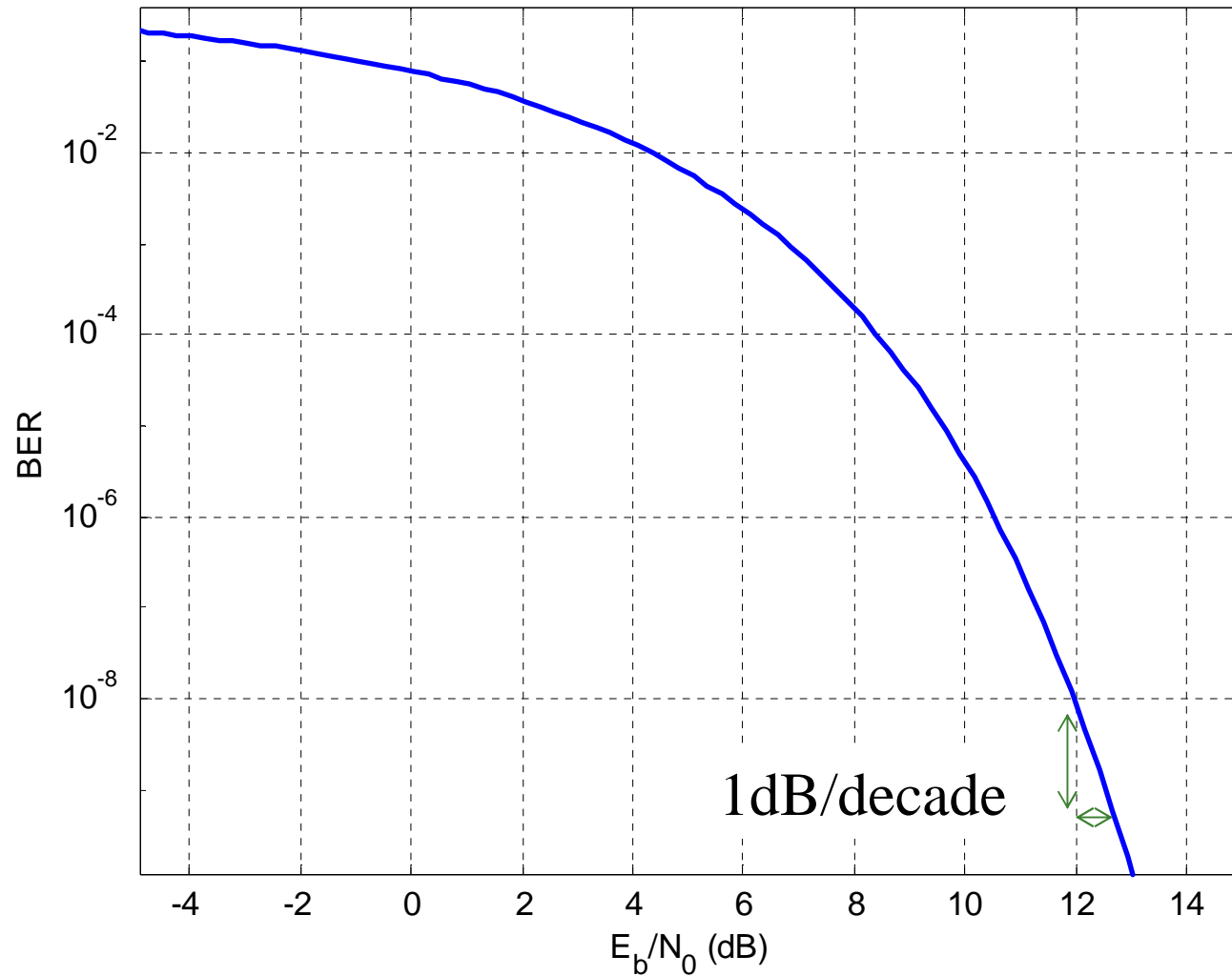
- après intégration sur $[0;T]$: $\mathbf{P = \hat{A}^2/2 = (A.T)^2 / 2 = E_b.T}$

- variance du bruit : $\mathbf{Pn = \sigma^2 = N_0.T}$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

I-1. récepteur en AWGN

probabilité d'erreur pour la BPSK



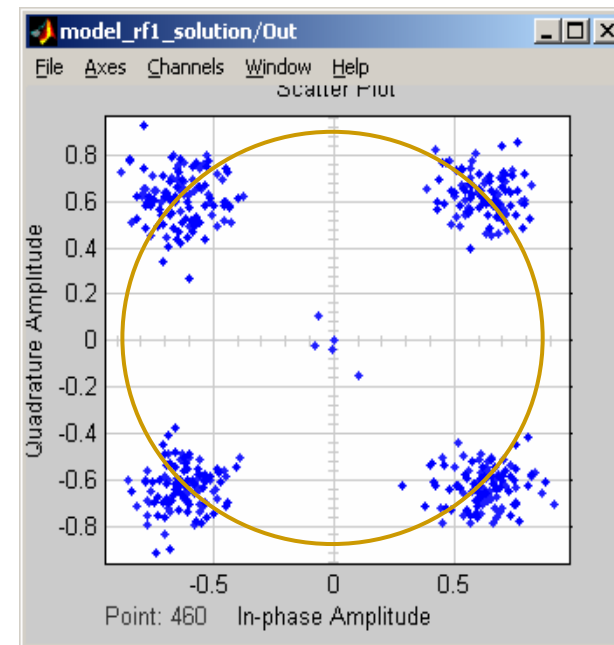
I-2. synchronisation

■ A) récupération de porteuse

□ Décalage de fréquence fort

■ Que va-t-il se passer sur la constellation ?

➔ Déphasage linéaire



□ Critère de maximum de vraisemblance

- Minimiser : $\|y(t) - \tilde{y}(t)\|^2$

$$\tilde{y}(t) = g_{Rx}(t) * \left(\sum_{i=-\infty}^{+\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(t - iT_s) + \eta(t) \right)$$

- En pratique échantillonnage :

- Minimiser une somme quadratique :

$$Q = \sum_k |y(k) - \tilde{y}(k)|^2$$

$$\tilde{y}(k) = g_{Rx}(k) * \left(\sum_{i=-\infty}^{+\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(kT - iT_s) + \eta(t) \right)$$

□ Résolution

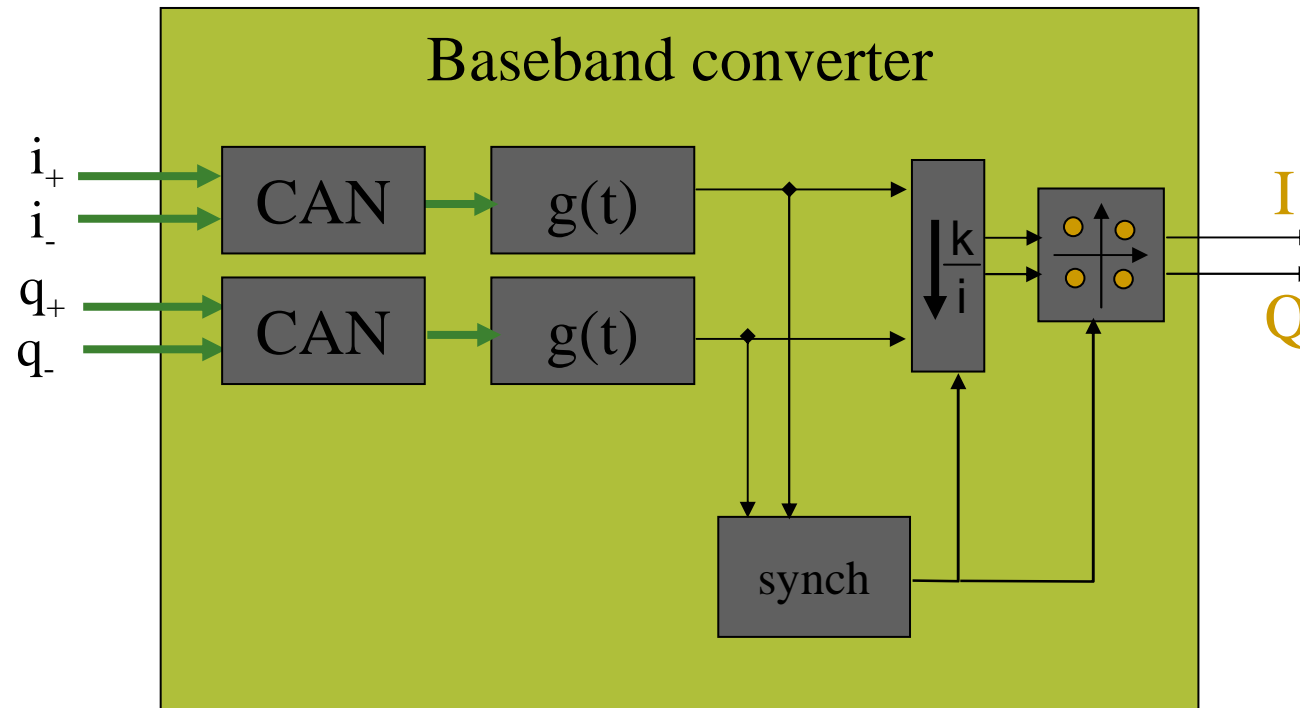
- Algorithmes itératifs (type LMS) : prédire le déphasage courant en fonction du précédent. Algorithmes de gradients...

$$\phi(k) = \phi(k-1) + \gamma \cdot f(\phi(k-1), y(k), y(k-1), d(k-1))$$

- Phase d'apprentissage : à partir d'une séquence pilote, on détermine le décalage fréquentiel, puis on l'applique au reste de la séquence
- → A creuser dans le récepteur WiFi sous ADS.

I-2. synchronisation

- B) récupération du rythme
 - échantillonner au « bon endroit »



□ Idem : maximum de vraisemblance

- Minimiser l'erreur de prédiction
- Attention reconstruction du signal complet par interpolation
Valable si Shannon respecté

$$y(k.T_s + \tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y(n.T_e) \operatorname{sinc} \left(\frac{\pi}{T_e} (k.T_s + \tau - n.T_e) \right)$$

- Et résolution par :
- Algorithmes itératifs (type LMS)

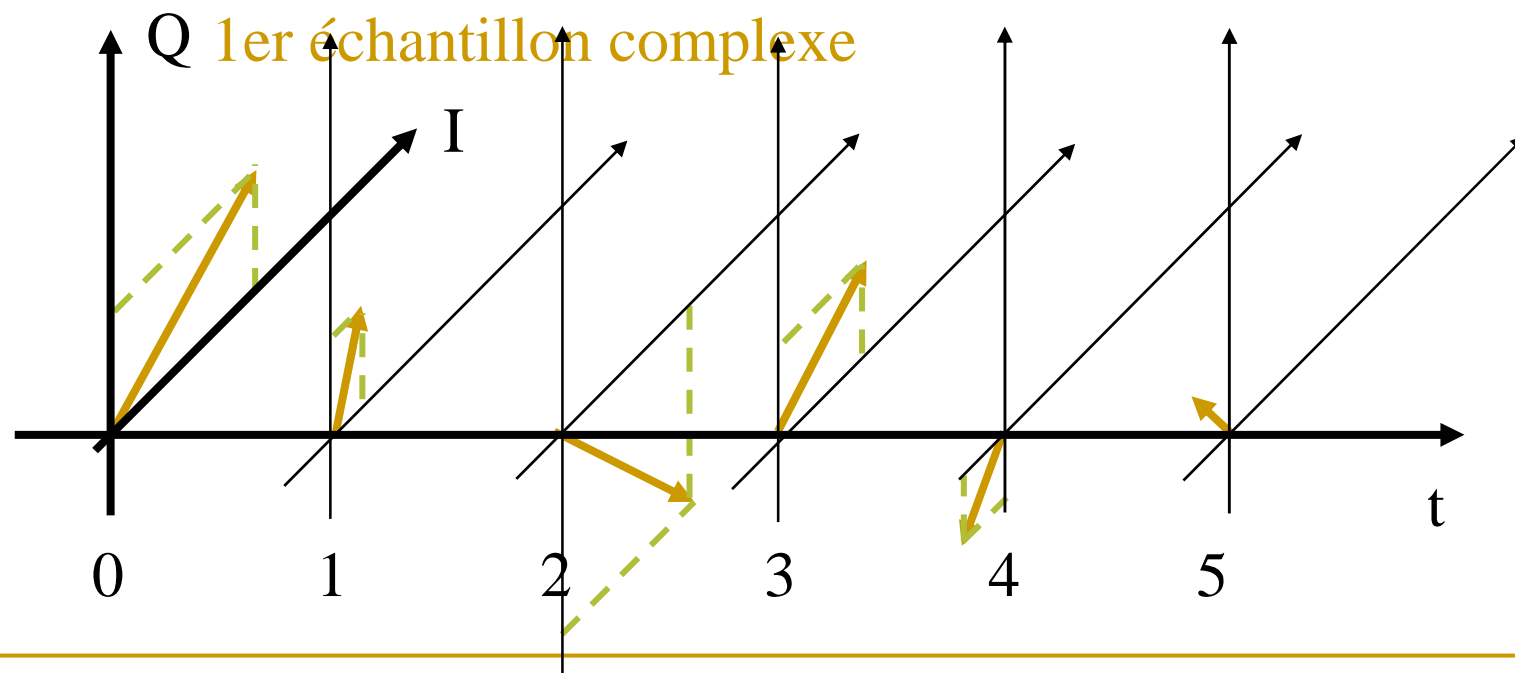
OU

- Séquence pilote → on applique un corrélateur, recherche du maximum de corrélation.
- → A creuser dans le récepteur WiFi sous ADS.

I-3. Egalisation

- = réception en présence de fading sélectif
 - Egaliseurs linéaires
 - Egaliseur transverse
 - Egaliseur adaptatif
 - Egaliseur optimal au sens de Wiener
 - Egaliseur non linéaire
 - DFE
 - MLSE
 - Apprentissage du canal
 - Avec séquence pilote
 - Algorithmes adaptatifs
 - Égalisation aveugle

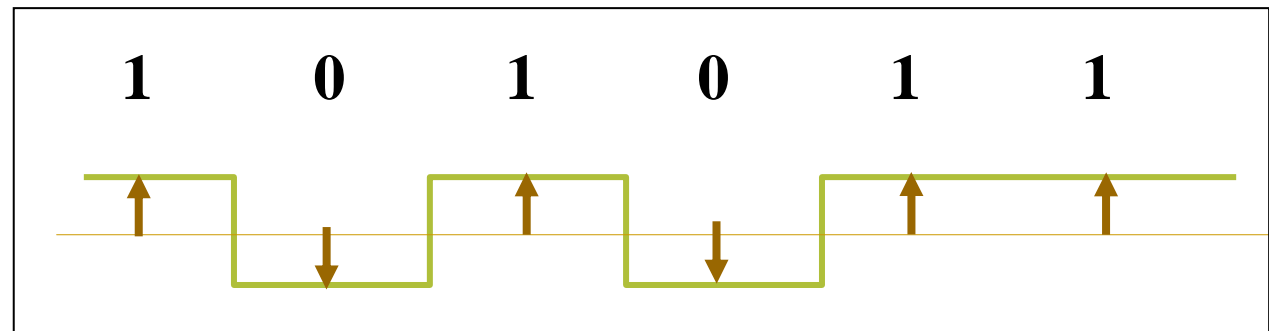
- A) Exemple de canal discret en bande de base
($Q=5$, GSM)



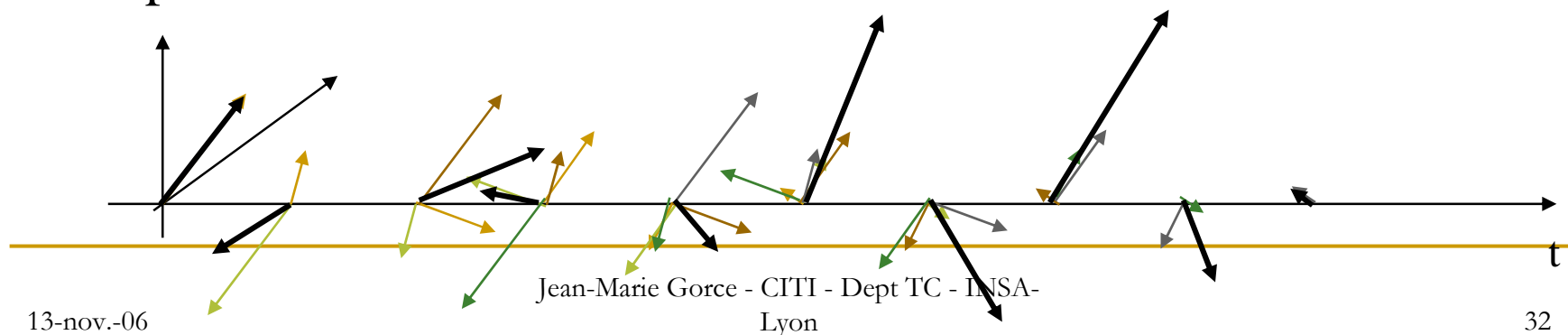
I-3. Egalisation

□ Application avec une BPSK

Émission :

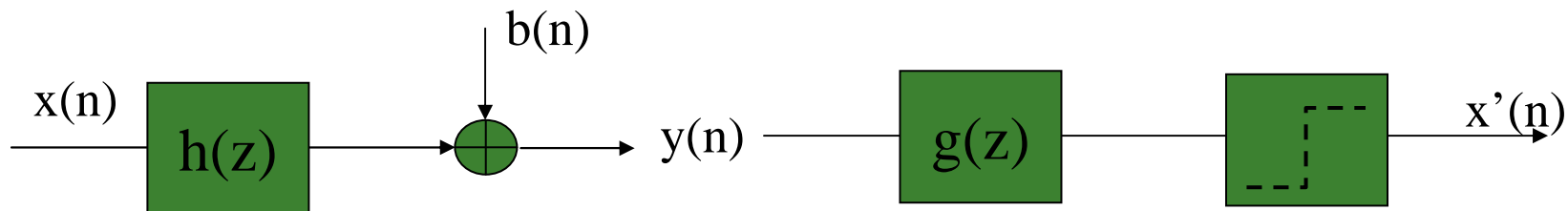


Réception :



□ B) Egaliseur transverse

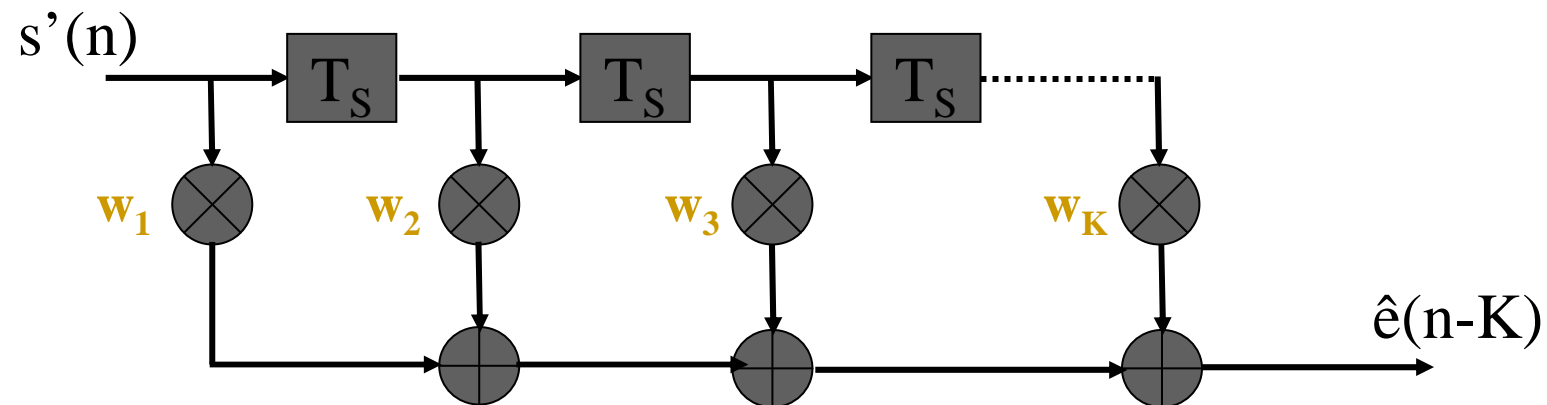
□ filtrage linéaire



$$g(z)=??$$

I-3. Egalisation

- Correspond au récepteur en râteau (Rake-receiver) : combiner les chemins



- filtre FIR
- peu efficace (sauf avec étalement de spectre)

□ C) Egaliseur optimal sans bruit : Zero-forcing

$$g(z) = \frac{1}{h(z)}$$

□ Propriétés

- aucune IES en l'absence de bruit
- amplifie le bruit près des 0 (adapté pour les canaux faiblement bruités)
- condition d'inversibilité de $h(z)$
- filtrage temps réel, 1 fois que $h(z)$ a été inversé
- filtre IIR

I-3. Egalisation

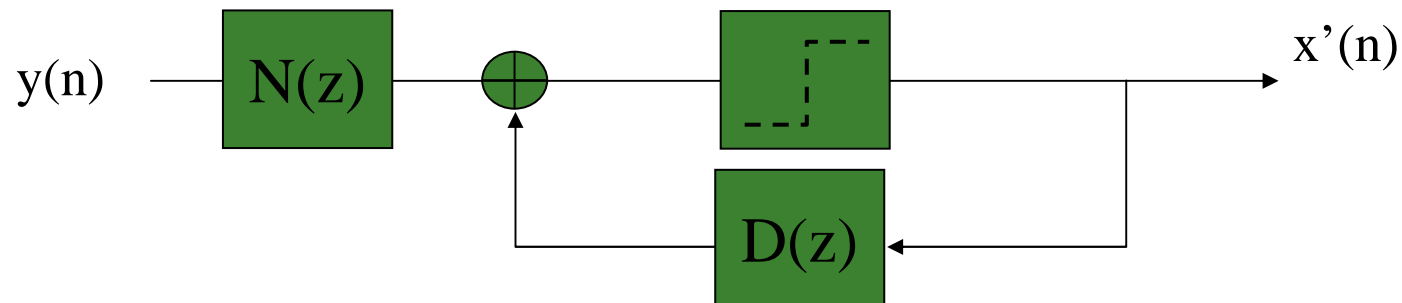
- D) Egaliseur optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne : filtre de Wiener

$$g_{\infty}(z) = \frac{h(z)}{\frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2} + h(z)h^*(z^{-1})}$$

- Propriétés
 - moins sensible au bruit
 - IES résiduelle si le bruit est important
 - plus de condition d'inversibilité de $h(z)$
 - filtrage temps réel, 1 fois que $h(z)$ a été inversé
 - filtre IIR

□ E) égaliseur non linéaire :

- Egaliseur à retour de décision (*DFE, decision feedback equalizer*)



□ Caractéristiques

- Choix de $N(z)$ et $D(z)$ avec $D(0)=0$
- $N(z)$: filtre adapté au canal (réduit l'influence du bruit). (proportionnel à $h(-z)$)
- $D(z)$: supprime les interférences = prédit les interférences es échantillons précédents.

- F) égaliseur du maximum de vraisemblance
 - MLSE

$$\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in \Omega^N}{\operatorname{arg\,min}} \|\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}\|_2^2 = \underset{\mathbf{x} \in \Omega^N}{\operatorname{arg\,min}} \left[\sum_{n=0}^{L+Q} |y(n) - \hat{y}(n)|^2 \right]$$

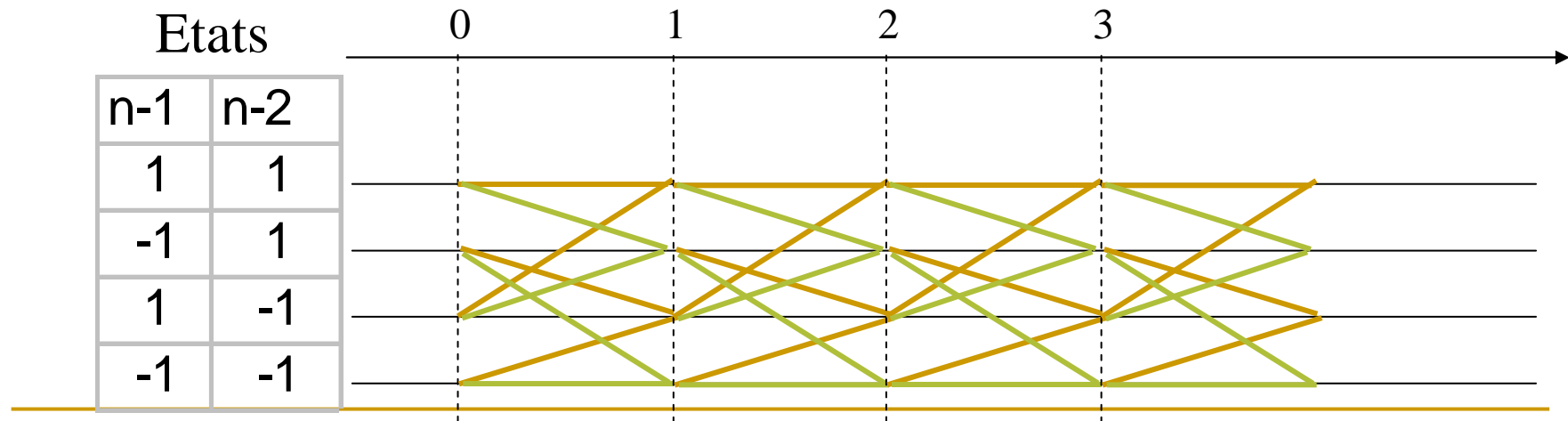
Avec :
$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^Q \hat{h}(k) \cdot \hat{x}(n-k)$$

I-3. Egalisation

□ Algorithme de Viterbi

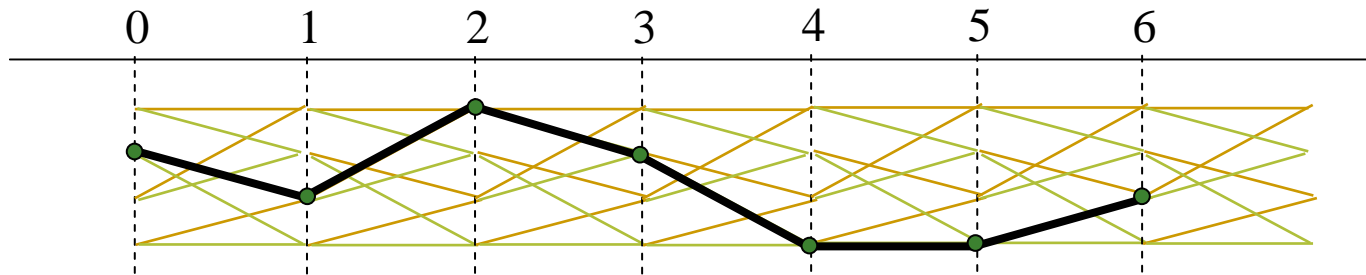
Exemple pour 1 BPSK, pour 1 canal de taille $Q=2$

Représentation sur un treillis, où les états sont les valeurs des Q symboles précédents, les transitions sont les symboles courants



I-3. Egalisation

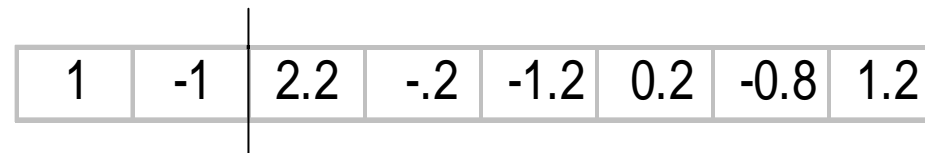
Exemple de signal source :



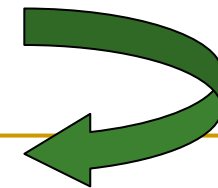
Chemin initial

hyp : $h(0)=1$; $h(1)= -0.7$; $h(2)= 0.5$

signal reçu :

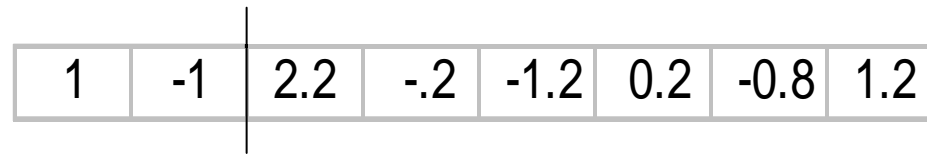


Jean-Marie Gorce - CII - Dept IC - INSA-
Lyon

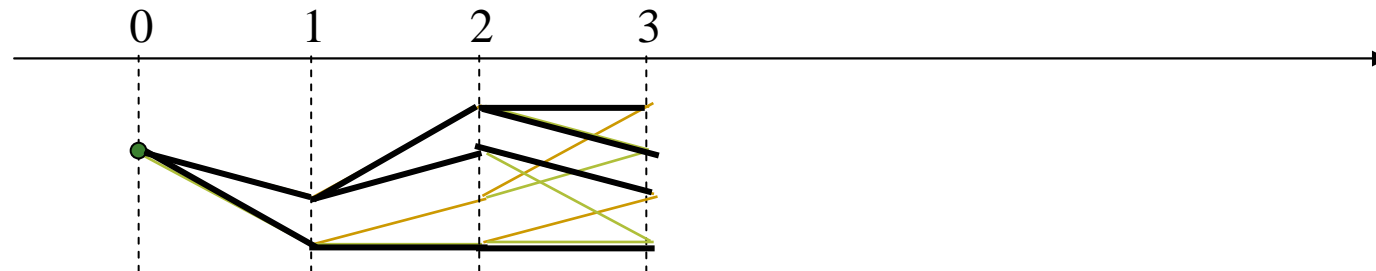


I-3. Egalisation

Signal reçu :



étape 1



instant 3 : états

11 : 2 chemins :
 -11 :
 1-1 :
 -1-1 :

111 ou -111
 11-1 ou -11-1
 1-11 ou -1-11
 1-1-1 ou -1-1-1

I-3. Egalisation

- Propriétés du maximum de vraisemblance
 - peu sensible au bruit (adapté pour les canaux fortement bruités)
 - Longueur d'étude L assez grande pour assurer la convergence (typiquement $L > 5.Q$)
 - complexité en M^Q . Valable seulement pour Q faible, et petites constellations (GSM par ex)

□ G) Apprentissage

□ Par séquence pilote (GSM, WiFi, ...)

- Estimation de canal / égalisation
- Algorithmes adaptatifs : 2 phases (learning / tracking)

□ Méthodes aveugles

- On estime le canal et le signal simultanément

I-3. Egalisation

- Pilotage par les décisions :
 - On veut minimiser l'erreur quadratique : dérivée du critère
 - Gradient stochastique, ou LMS (Least Mean Square)

$$\underline{w}(k) = \underline{w}(k-1) + \mu \cdot \underline{y}(k) \cdot \underline{\varepsilon}(k)$$

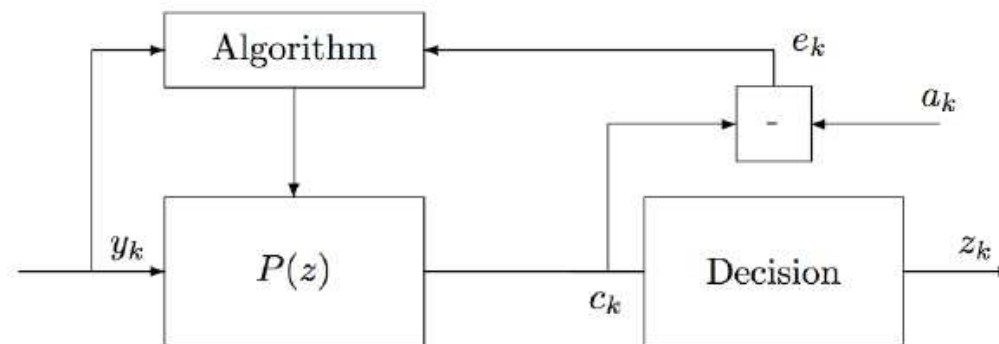
$$\underline{\varepsilon}(k) = \underline{d}(k-R) - \underline{w}(k-1)^t \cdot \underline{y}(k)$$

Soit séquence d'apprentissage (learning),
Soit décision (pilotage par les décisions, tracking)

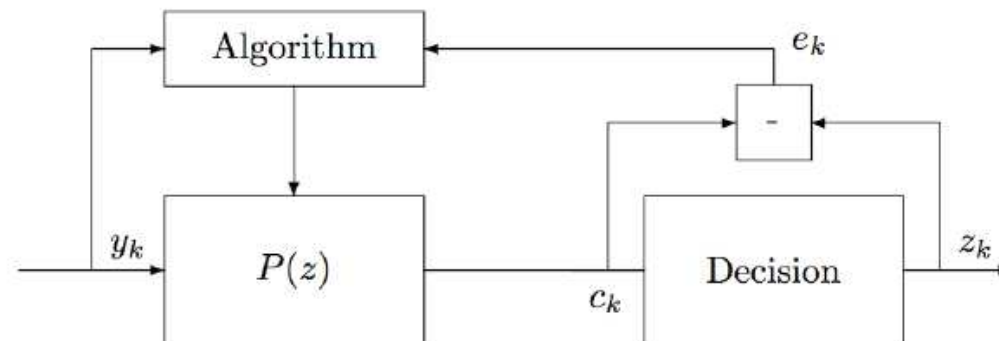
I-3. Egalisation

- Exemple : filtre FIR

■ Learning



■ Tracking



I-3. Egalisation

■ Exemple : GSM

Trame 142.T



séquence d'apprentissage (26 symboles)



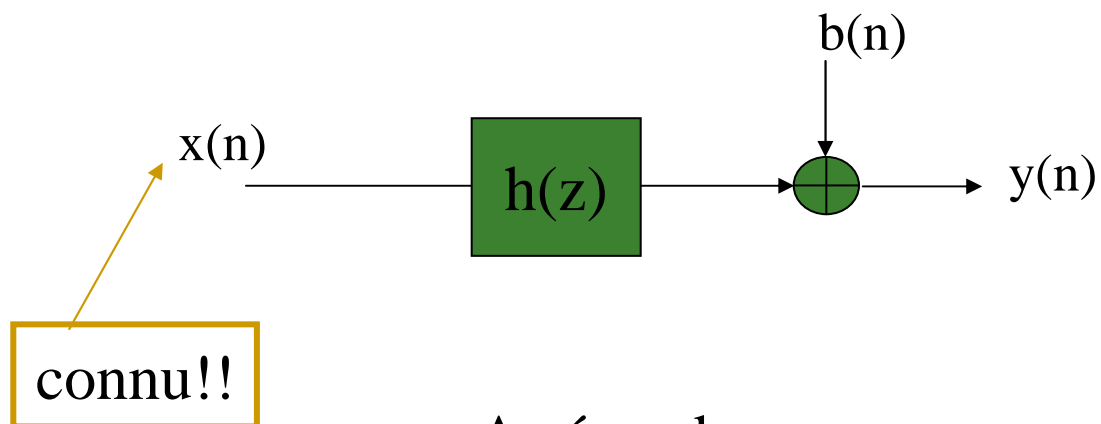
Perte de ~20% du débit

Manque de robustesse aux variations du canal (vitesse limitée)



Pas toujours possible (ex : DAB, DVB, espionnage...)

□ Estimation du canal



A résoudre :

$$\varphi_{yx}(n) = h(n) * \varphi_{xx}(n) + \varphi_{bx}(n)$$

I-3. Egalisation

■ Résolution

$$\varphi_{yx}(n) = h(n) * \underbrace{\varphi_{xx}(n)}_{= \sigma_x^2 \cdot \delta(n)} + \underbrace{\varphi_{bx}(n)}_{=0}$$

$$h(n) = \frac{1}{\sigma_x^2} \cdot \varphi_{yx}(n)$$

Avec l'estimateur classique :

$$\hat{\varphi}_{yx}(n) = \sum_{n=p}^{L-1} y(n) \cdot x^*(n-p)$$

I-3. Egalisation

- En conclusion sur l'égalisation
 - Viterbi : constellation de faible taille, canal court : GSM
 - filtre RIF transverse : RSB élevé, canal peu sévère, constellation de grande taille (haut débit) : TV numérique câblée
 - DFE : canal assez sévère, bruit élevé, mais canal court (i.e. distance courtes) : DECT

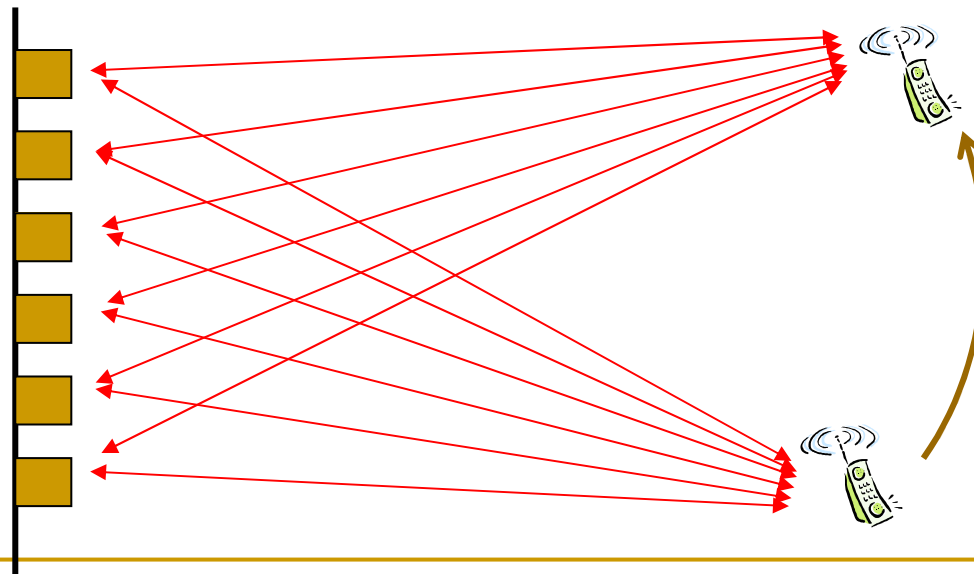
I-4. La diversité

- Quelques grandes lignes
 - principes
 - objectifs

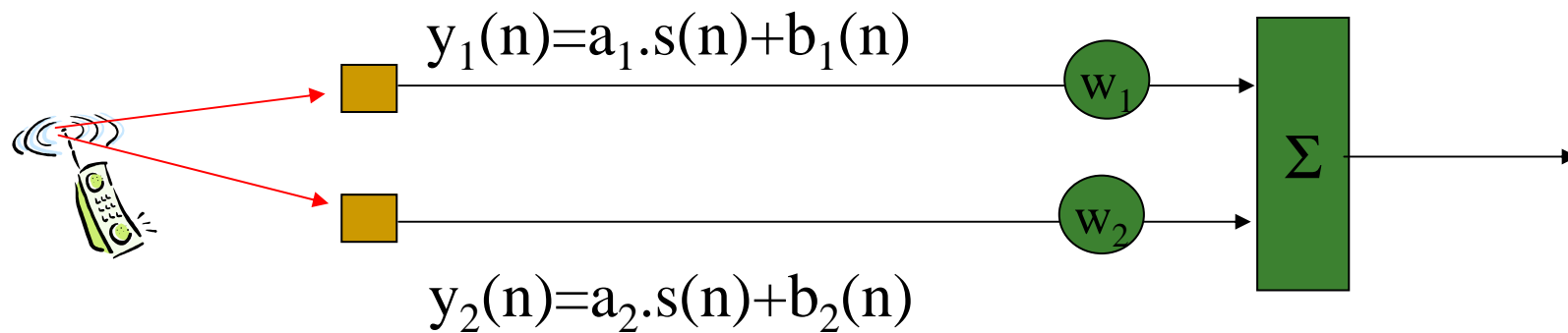
 - Les différents types de diversité

■ Principe :

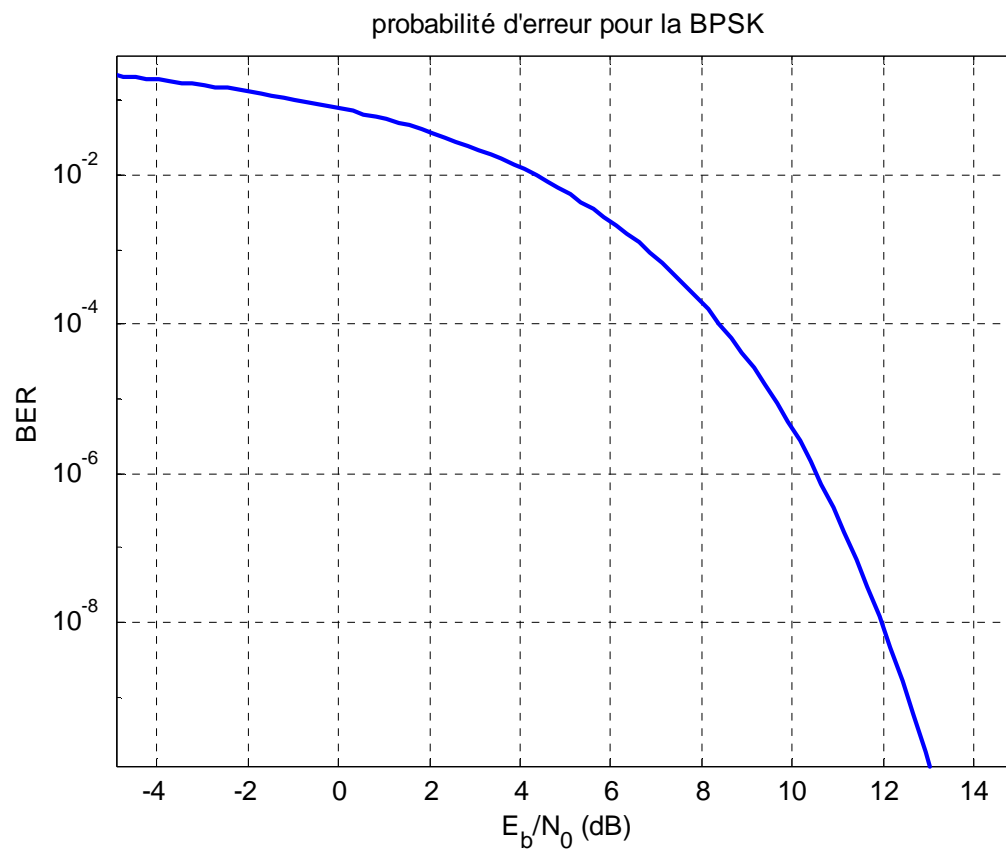
- combiner plusieurs signaux reçus pour améliorer la qualité du signal reçu.



- Principe :
 - base théorique.



■ Comportement en bruit blanc.



détails...

■ Comportement sur canal de Rayleigh

Le signal reçu s'exprime

$$r(t) = \alpha e^{-j\phi} s(t) + n(t)$$

- où $s(t)$ est le signal MDP2 supposé d'énergie unitaire sur un bit,
- $n(t)$ est un bruit gaussien additif stationnaire,
- α et ϕ sont respectivement l'atténuation et le déphasage introduit dans le canal.

On suppose le canal lentement variable de telle façon que les paramètres α et ϕ puissent être considérés comme constants durant l'estimation d'un symbole.

I-4 La diversité

La probabilité d'erreur pour une démodulation cohérente est donnée par:

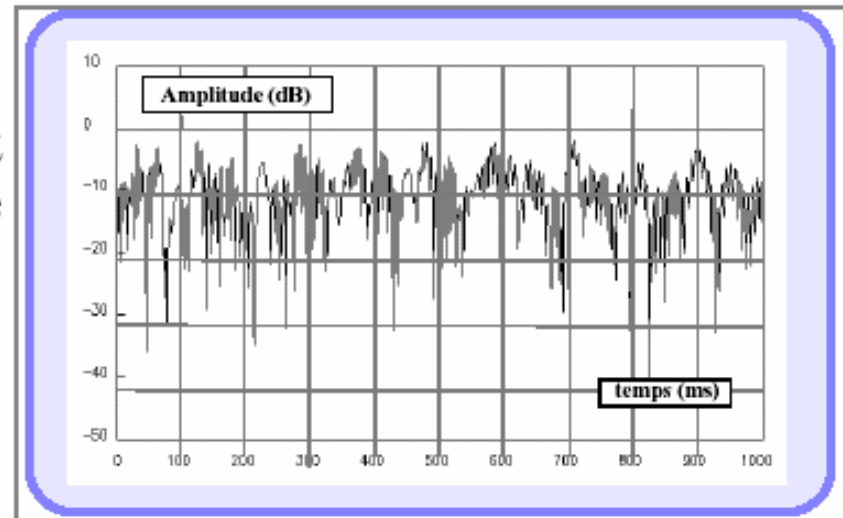
$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad \text{avec} \quad \gamma = \frac{Eb}{No}$$

Or on a ici: $\gamma = \frac{\alpha^2}{No}$

Supposons un canal pour lequel, α suit une loi de Rayleigh. γ suit une loi du χ^2 :

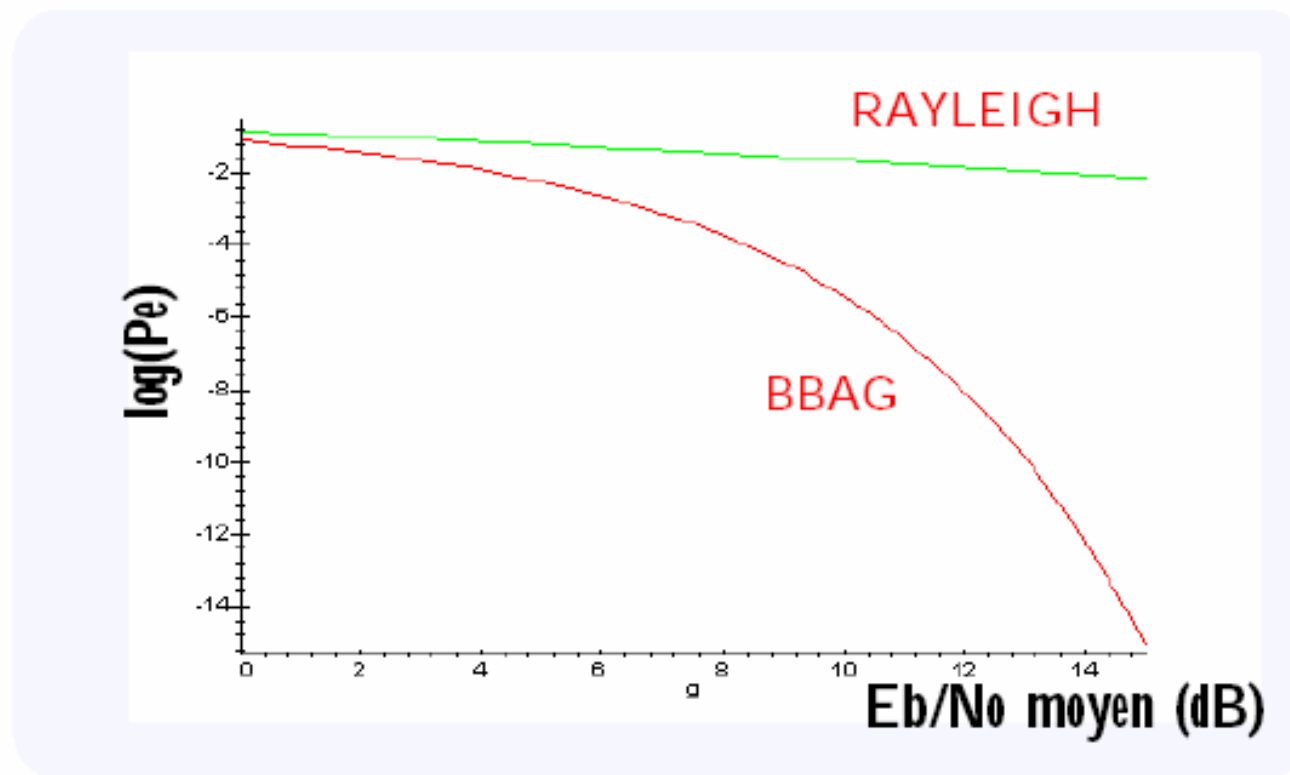
$$p(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \quad \text{avec:} \quad \bar{\gamma} = \frac{E(\alpha^2)}{No}$$

le rapport signal sur bruit moyen.



$$P_{canal} = \int_0^{\infty} p(\gamma) p_e(\gamma) d\gamma = \int_0^{\infty} \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \right) d\gamma = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}}} \right]$$

PERFORMANCE DE LA MDP2 SUR UN CANAL DE RAYLEIGH



\Rightarrow Les performances sont très dégradées

□ Avec diversité :

sur chaque canal, les signaux s'expriment sous la forme :

$$y_k(n) = a_k \cdot s(n) + b_k(n)$$

et à la sortie du combineur :

$$y(n) = \sum_k w_k a_k s(n) + \sum_k w_k b_k(n)$$

$$P_u = P_s \cdot \sum_{k,l} w_k a_k w_l^* a_l^*$$

$$P_N = \sigma^2 \cdot \sum_k |w_k|^2$$

Optimisation du C/I

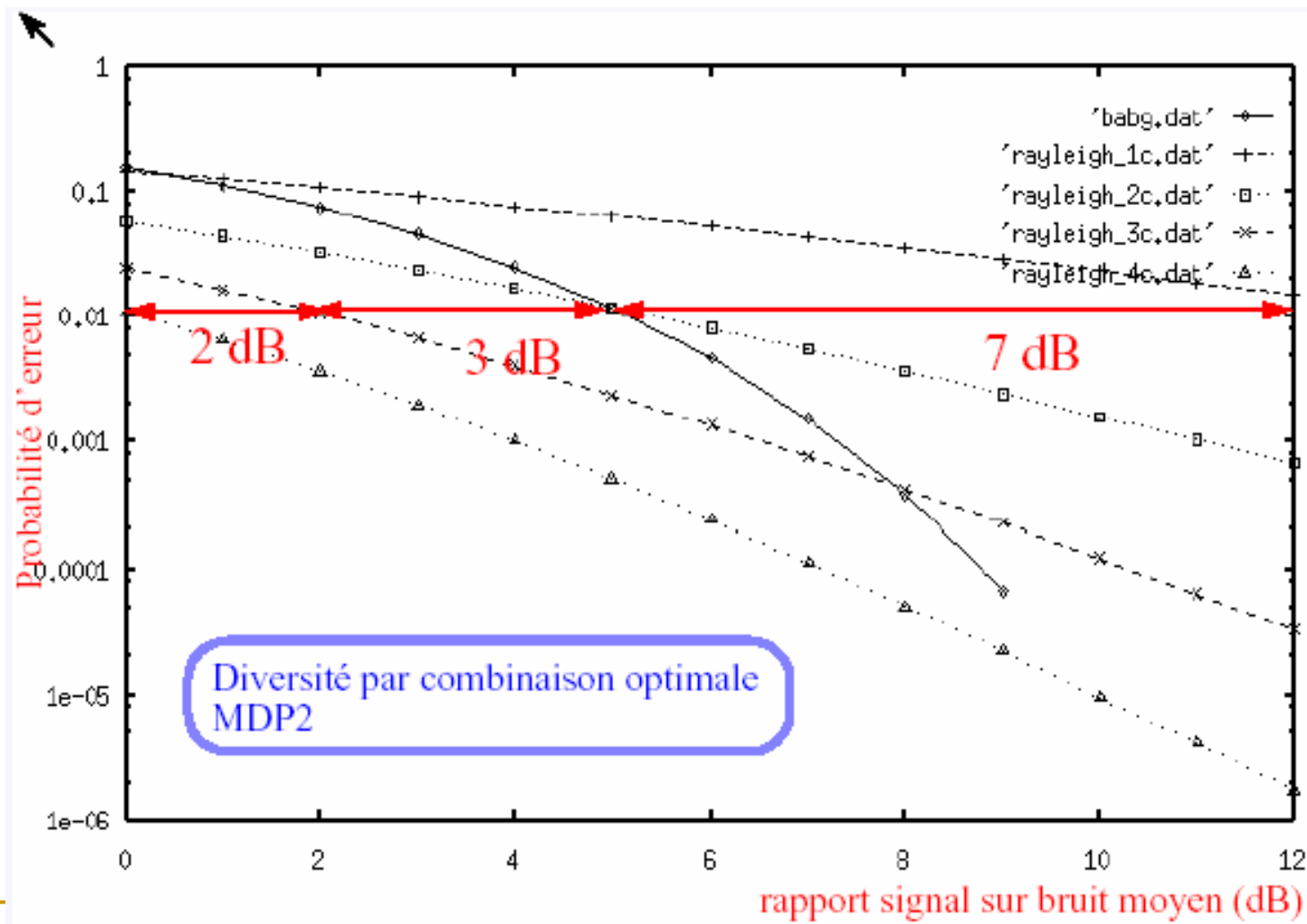
$$w_k = \mu \cdot \frac{a_k^*}{\sigma^2}$$

- ❑ Le SNR est alors donné par:

$$\gamma = \sum_k \gamma_k$$

- ❑ on peut en déduire la probabilité (loi du χ^2 à $2N$ degrés de liberté)
- ❑ la probabilité d'erreur se calcul par :

$$P_{err}(\gamma) = \int p(\gamma) \cdot \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \cdot d\gamma$$



- Les différents types de diversité
 - diversité de fréquence
 - diversité en temps
 - diversité de polarisation
 - diversité d'espace ou angulaire
 - émission
 - réception

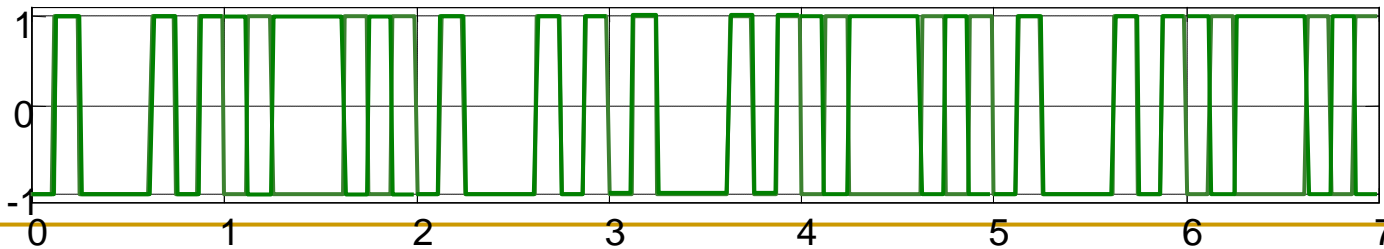
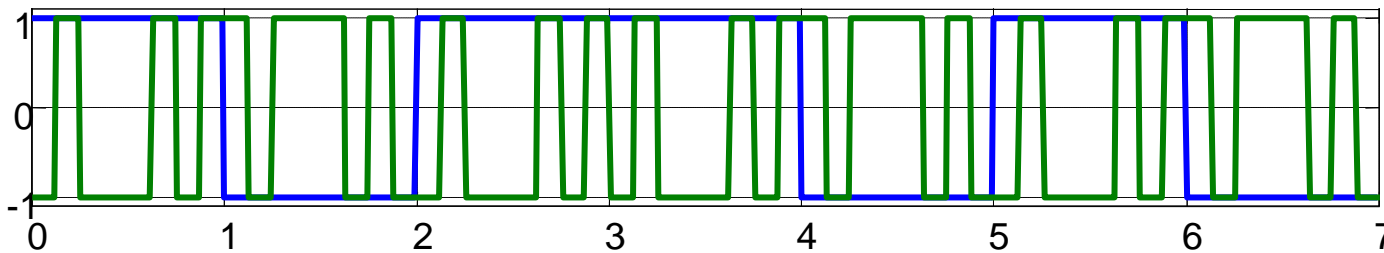
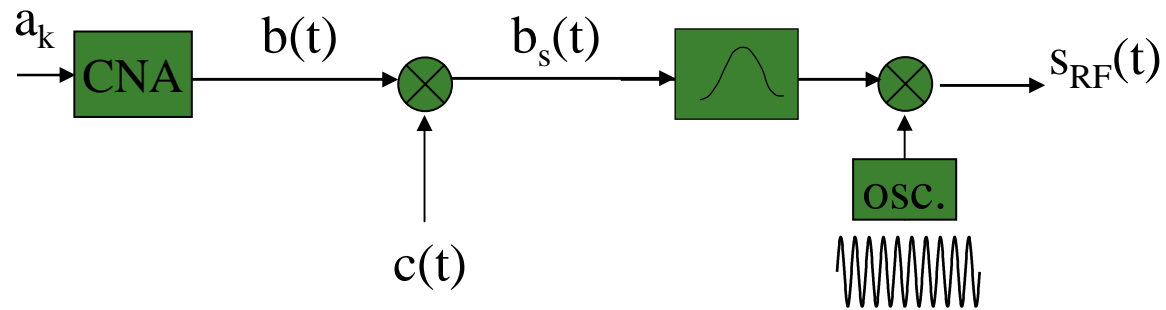
II. Réception 802.11b

- Caractéristique principale :
 - DS-SS : direct sequence spread spectrum
étalement de spectre à séquence directe
 - 1- réception avec étalement de spectre
 - 2- récepteur IEEE802.11b

- II-1. principes du DS-SS
 - **DS-SS= Direct Sequence Spread Spectrum**
étalement de spectre par séquence directe
 - Rappel : Le codeur
 - Le décodeur
 - corrélateur
 - matching filter
 - phaseur

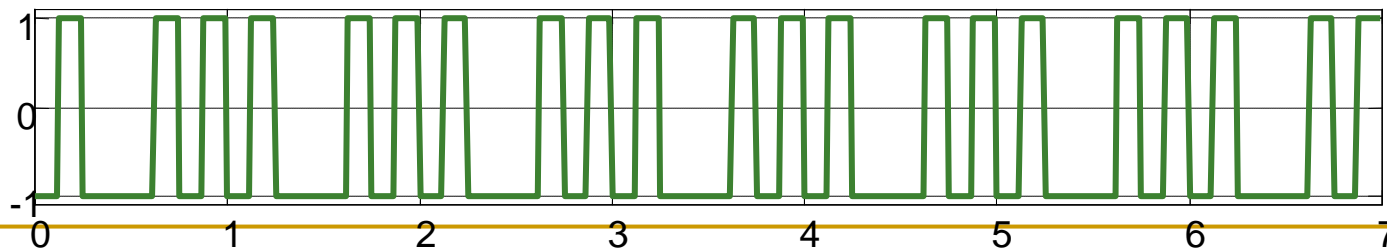
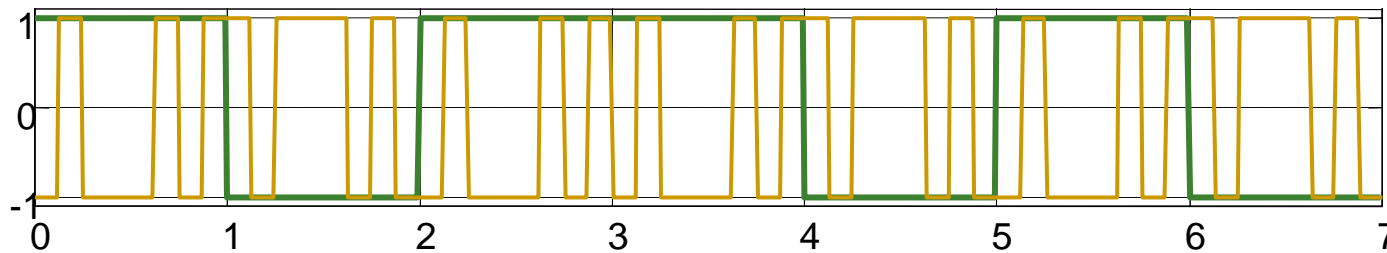
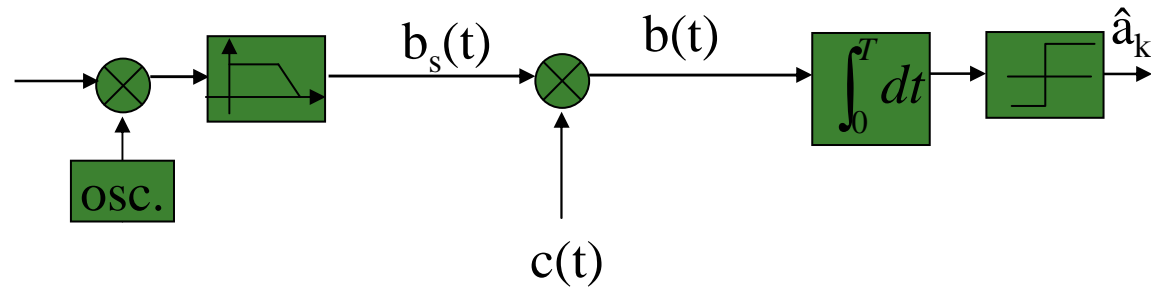
le codeur

II-1 réception DSSS

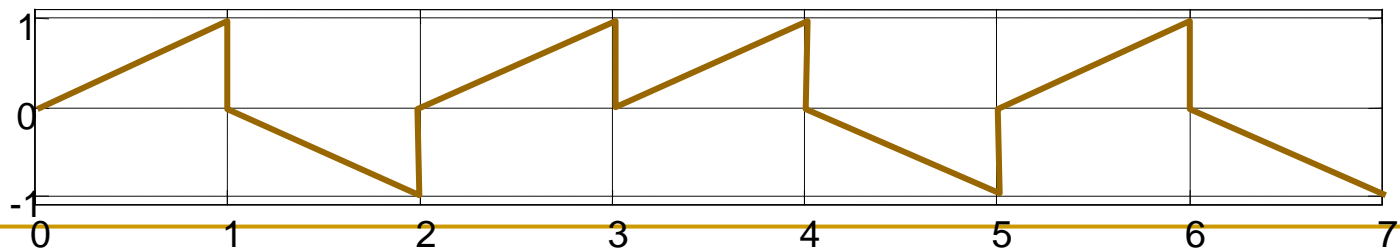
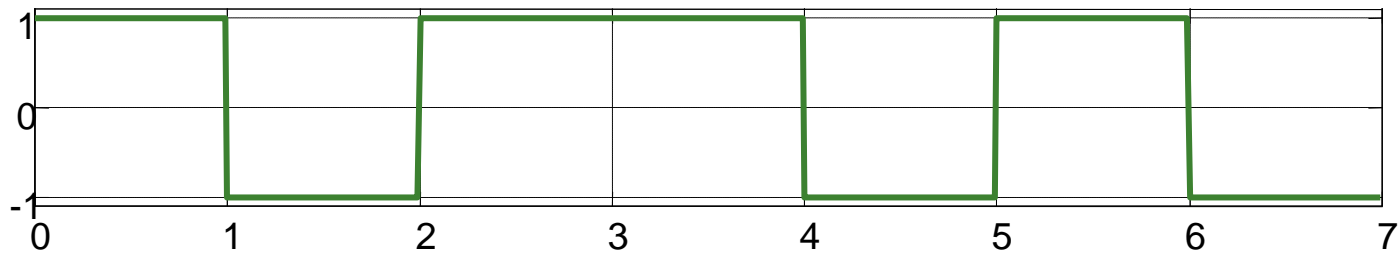
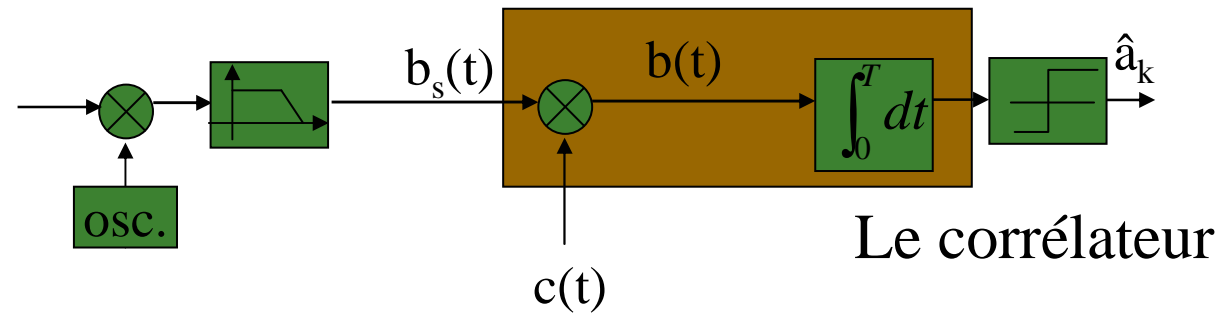


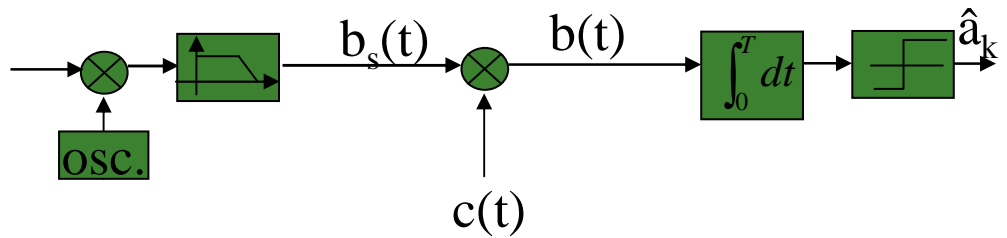
le décodeur

II-1 réception DSSS



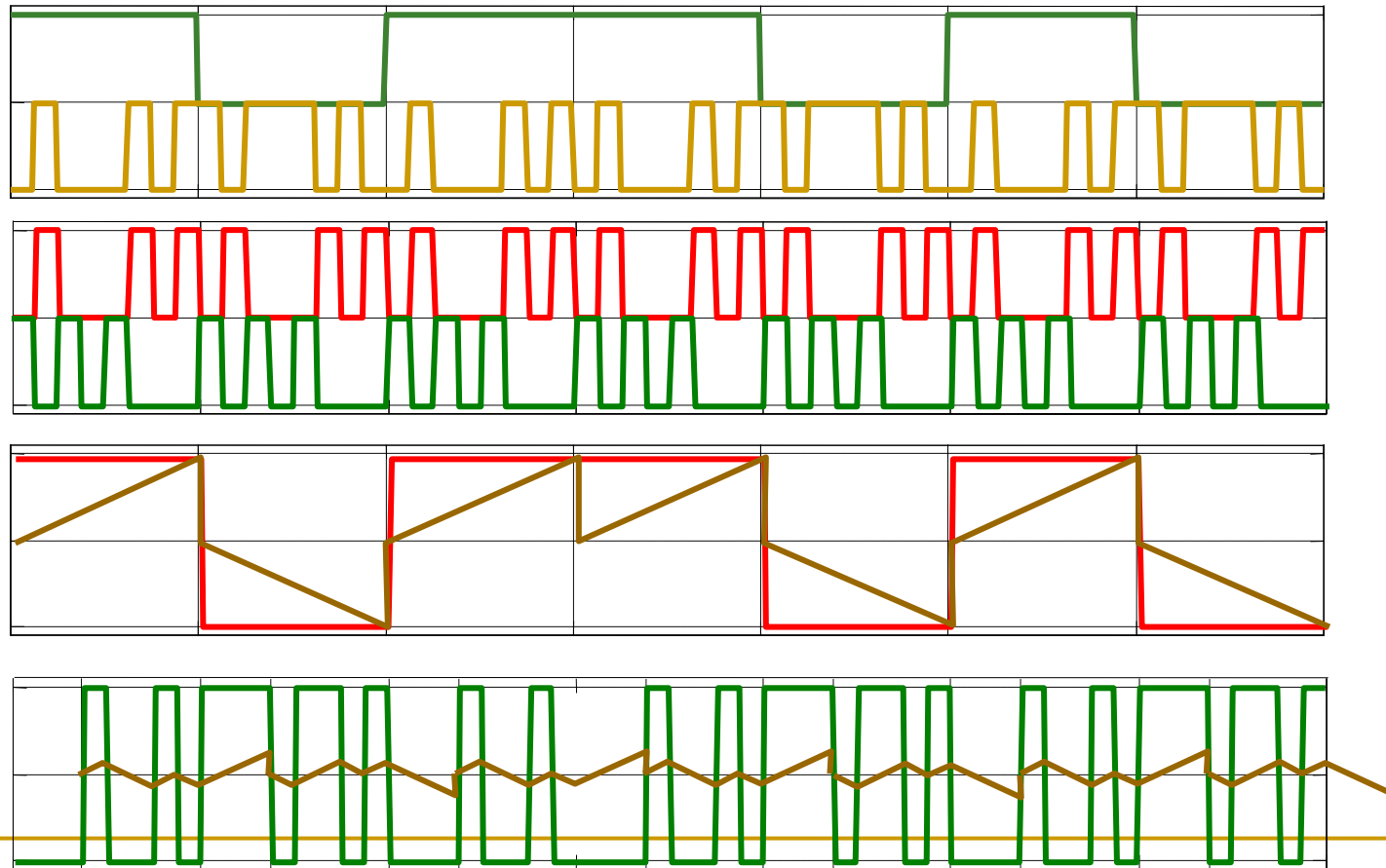
II-1 réception DSSS



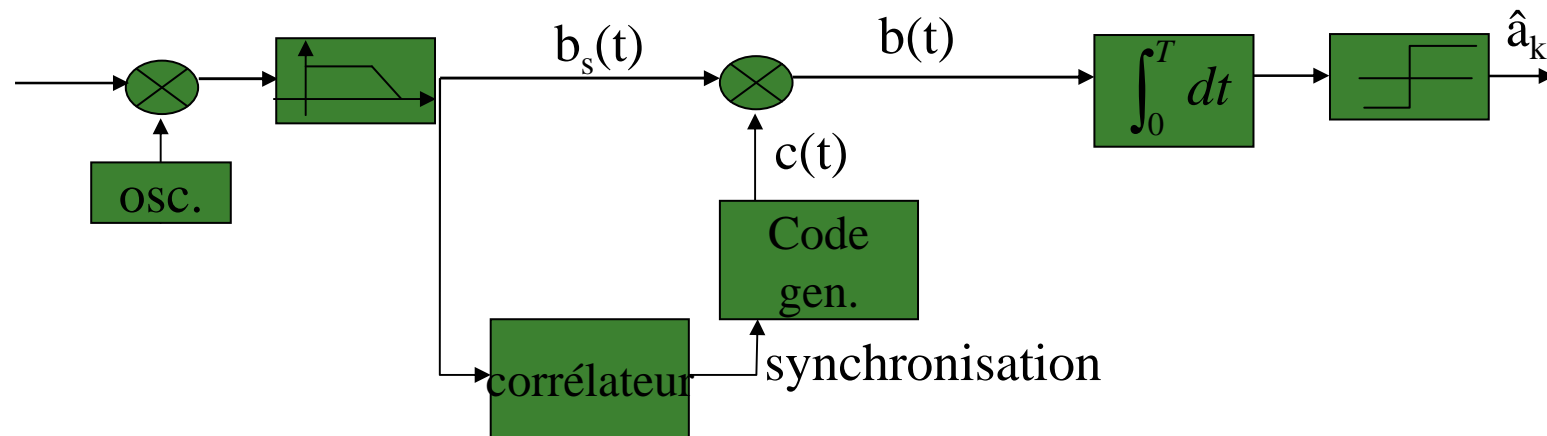


II-1 réception DSSS

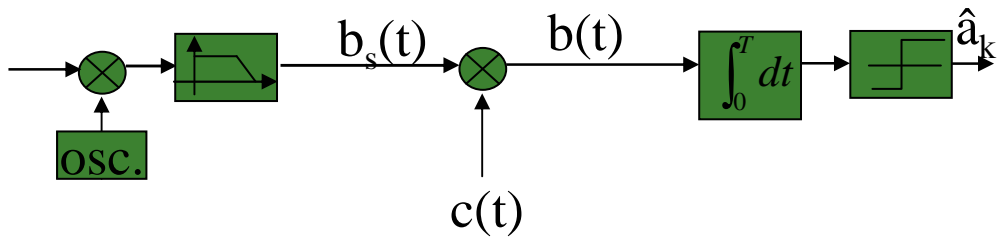
Problèmes de synchronisation du décodeur



La synchronisation (corrélateur)

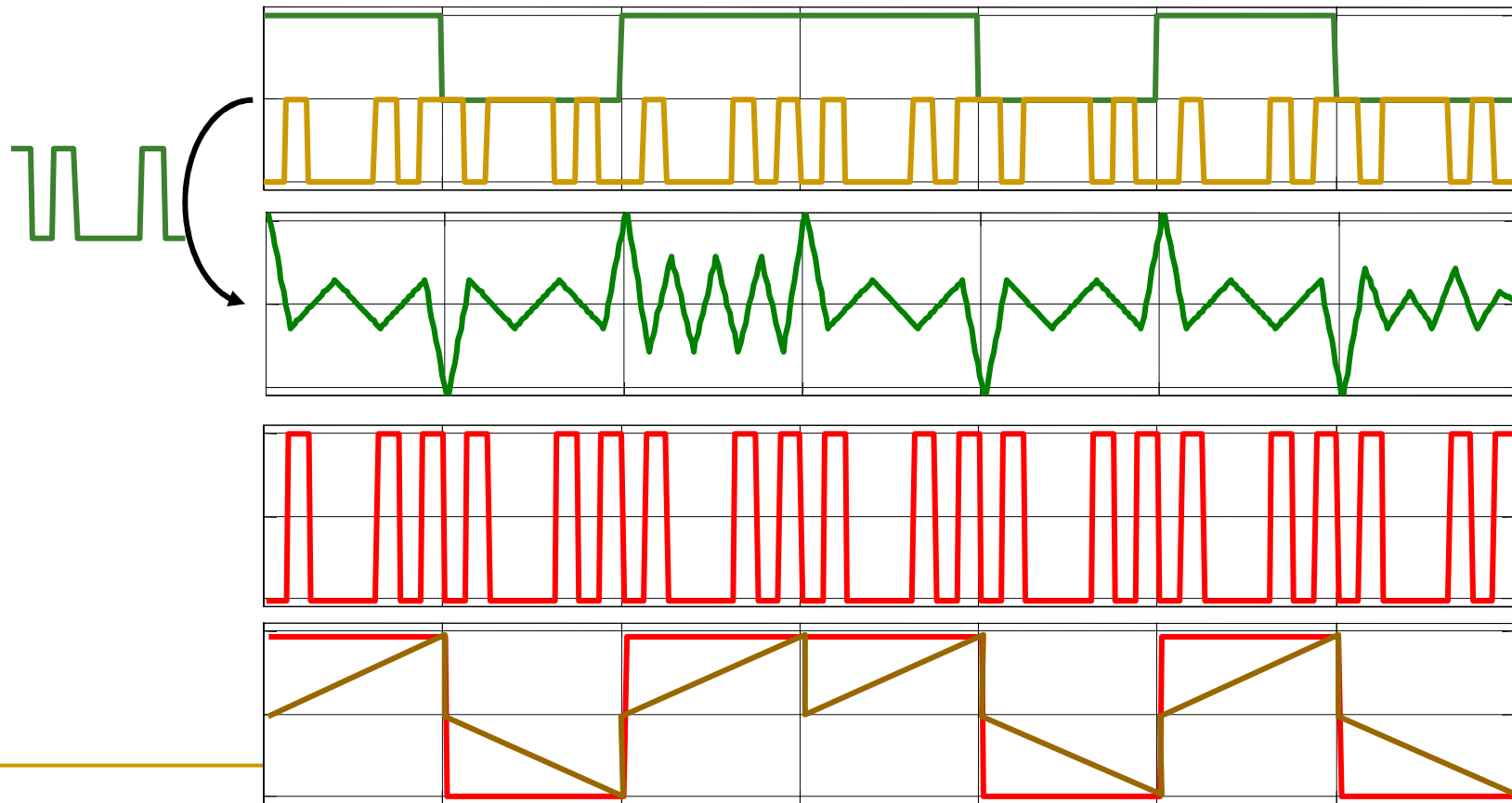


Réponse impulsionnelle : $c'(t)=c(-t)$



II-1 réception DSSS

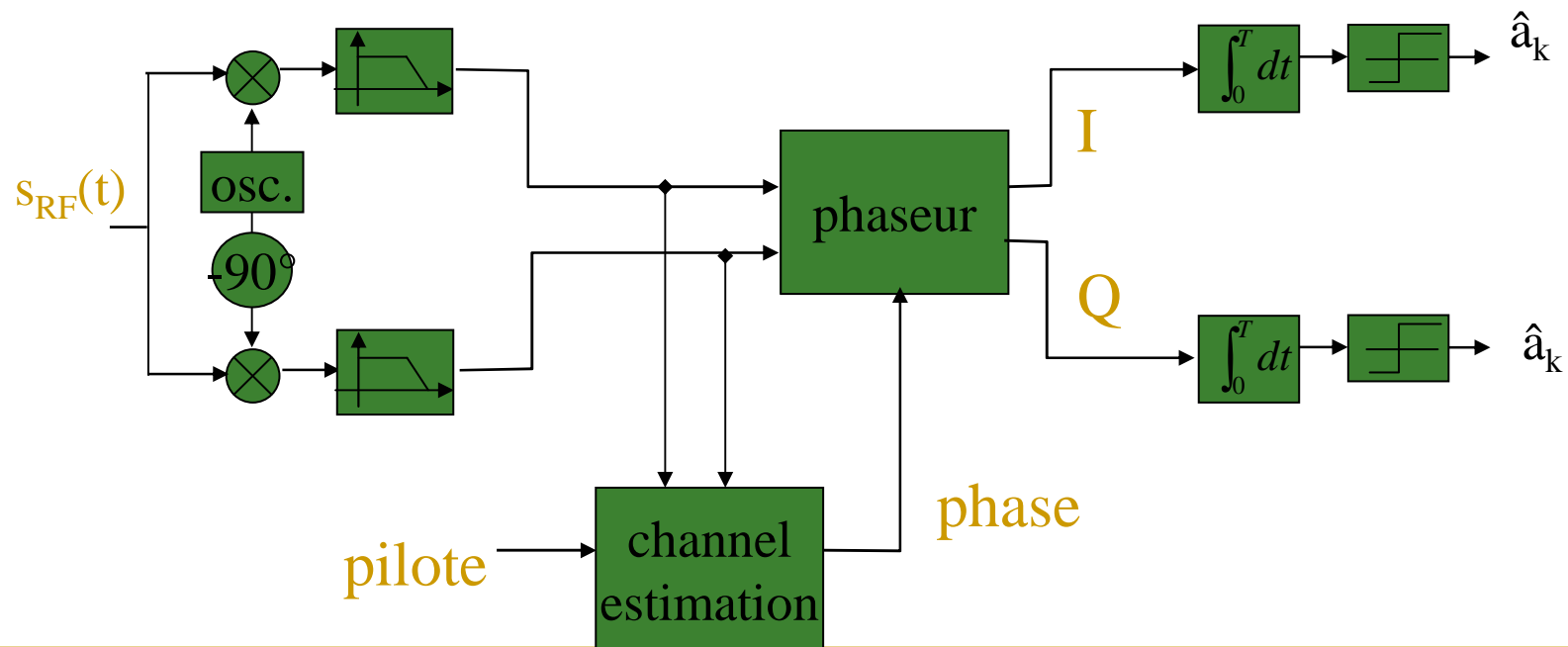
Recherche du maximum de corrélation



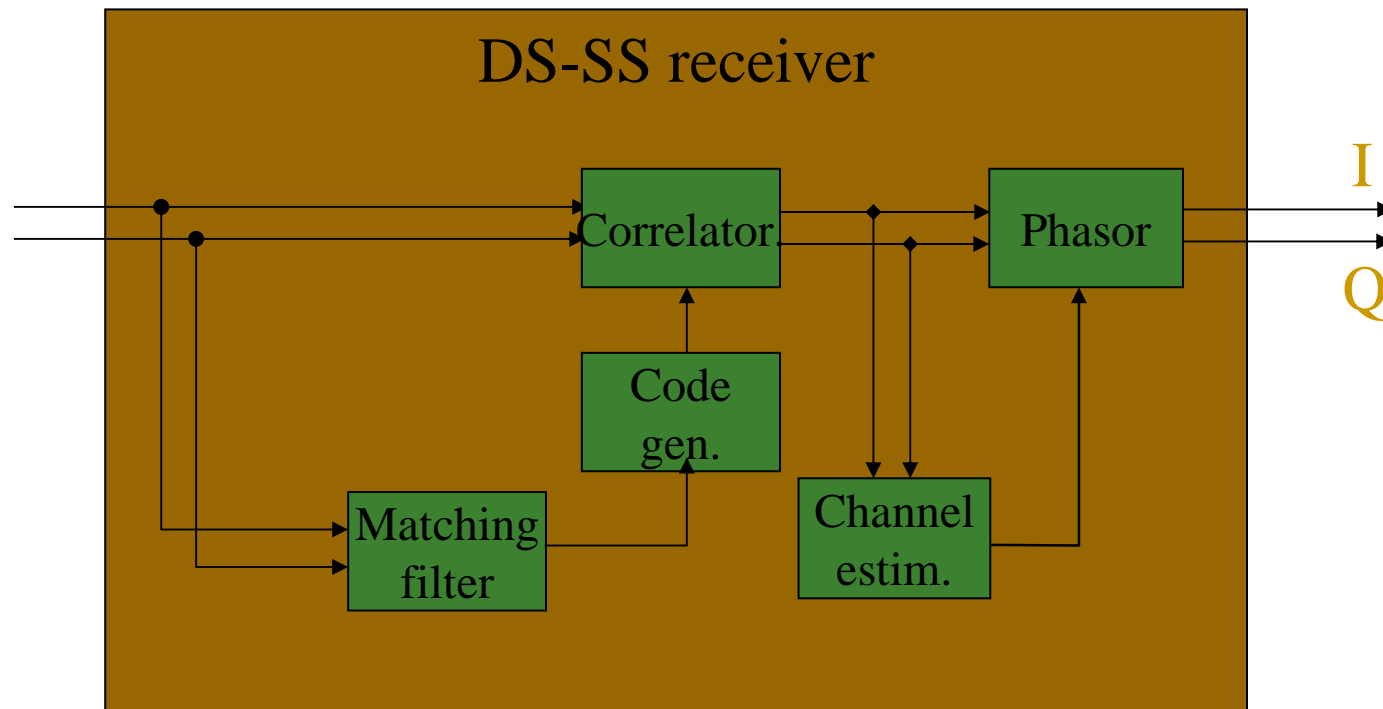
Jean-Marie Gorce - CHU - Dept IC - INSA-

Lyon

- Le phaseur : réception sur I/Q.
 - (sans DS-SS)



- Schéma-bloc du récepteur simple



- Propriétés du décodeur simple.
 - Sélection du code : connu *a-priori* ou recherché.
 - Synchronisation du code : matching filter.
 - Synchronisation de phase : le phaseur utilise une séquence connue (pilote).
- Toutes ces opérations se font en quasi-temps réel :
 - Matching filter : filtre RIF.
 - Corrélateur : produit instantané.
 - Phaseur : produit instantané.

■ B) Propriétés du DS-SS

- Étalement spectral
- Résistance aux bruits et interférences
- Résistance aux évanouissements sélectifs :
 - RAKE receiver

- Choix des codes d'étalement

❑ Intérêt du DS-SS

■ cas à considérer :

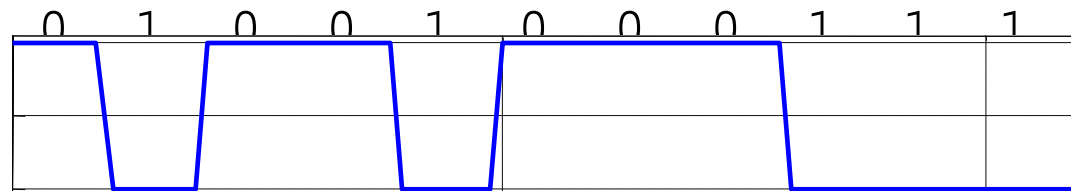
- ❑ $\Delta t < T_c$ (durée chip) : on ne peut rien faire

- ❑ $\Delta t > T_s$: même chose que sans étalement; égalisation à la sortie du décodeur DS-SS.

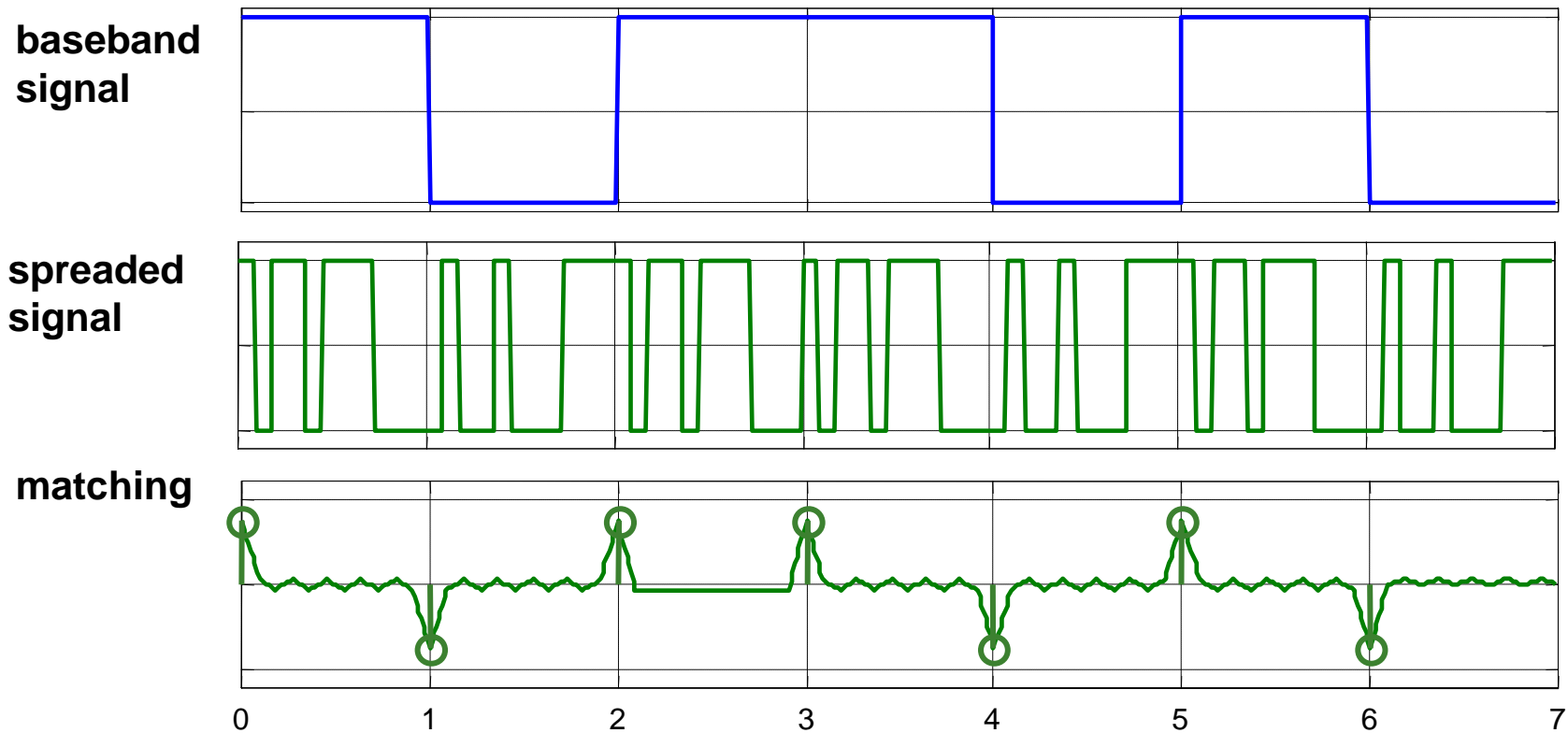
- ❑ $T_c < \Delta t < T_s$: intéressant; exploiter les propriétés du DS-SS

□ Principe

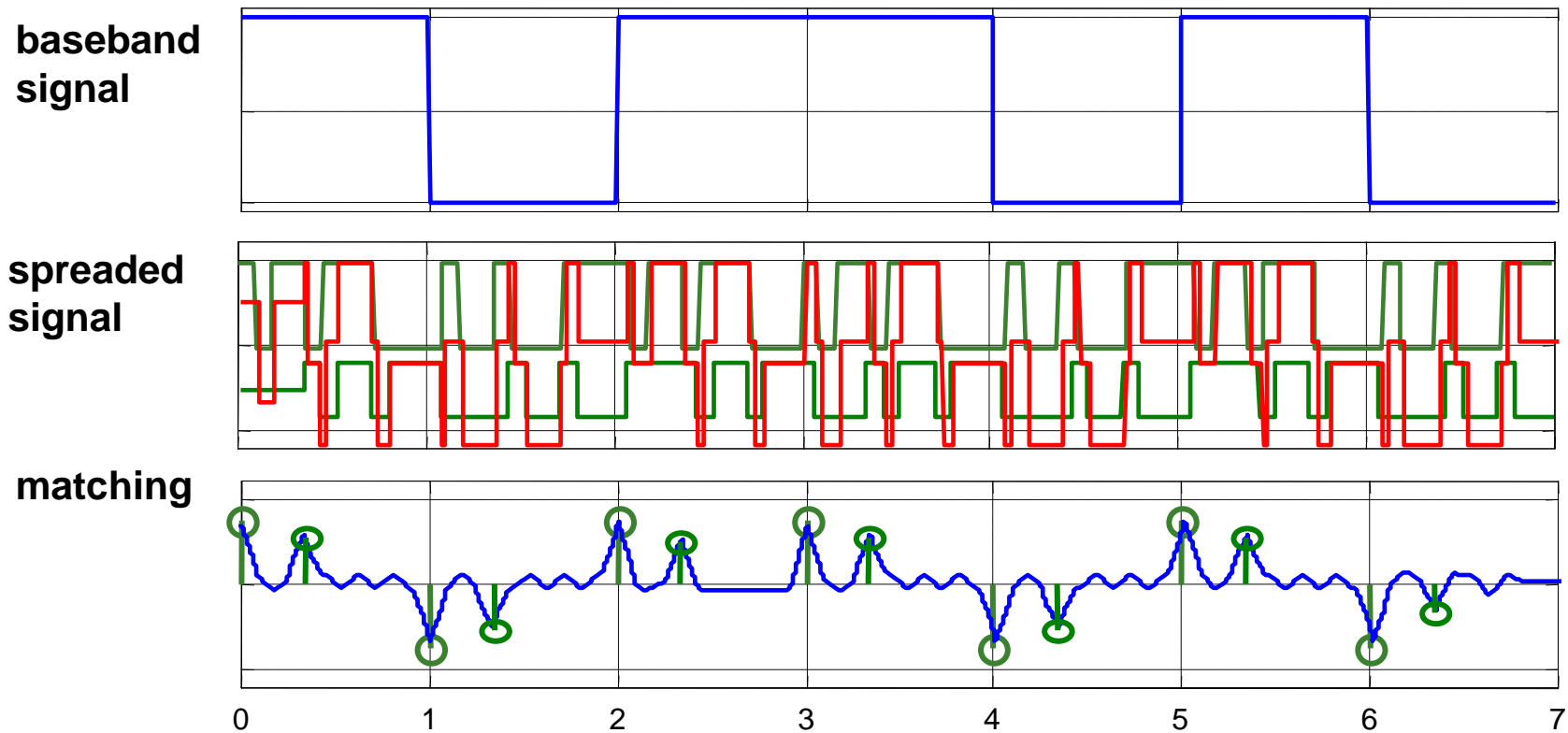
- exploiter les propriétés de certains codes : recherche des corrélations
 - utiliser un code dont la fonction d'autocorrélation est 'idéale'
(cf. ci-après)
- exemple (wLAN : IEEE802.11b)
 - code de Barker à 11bits :



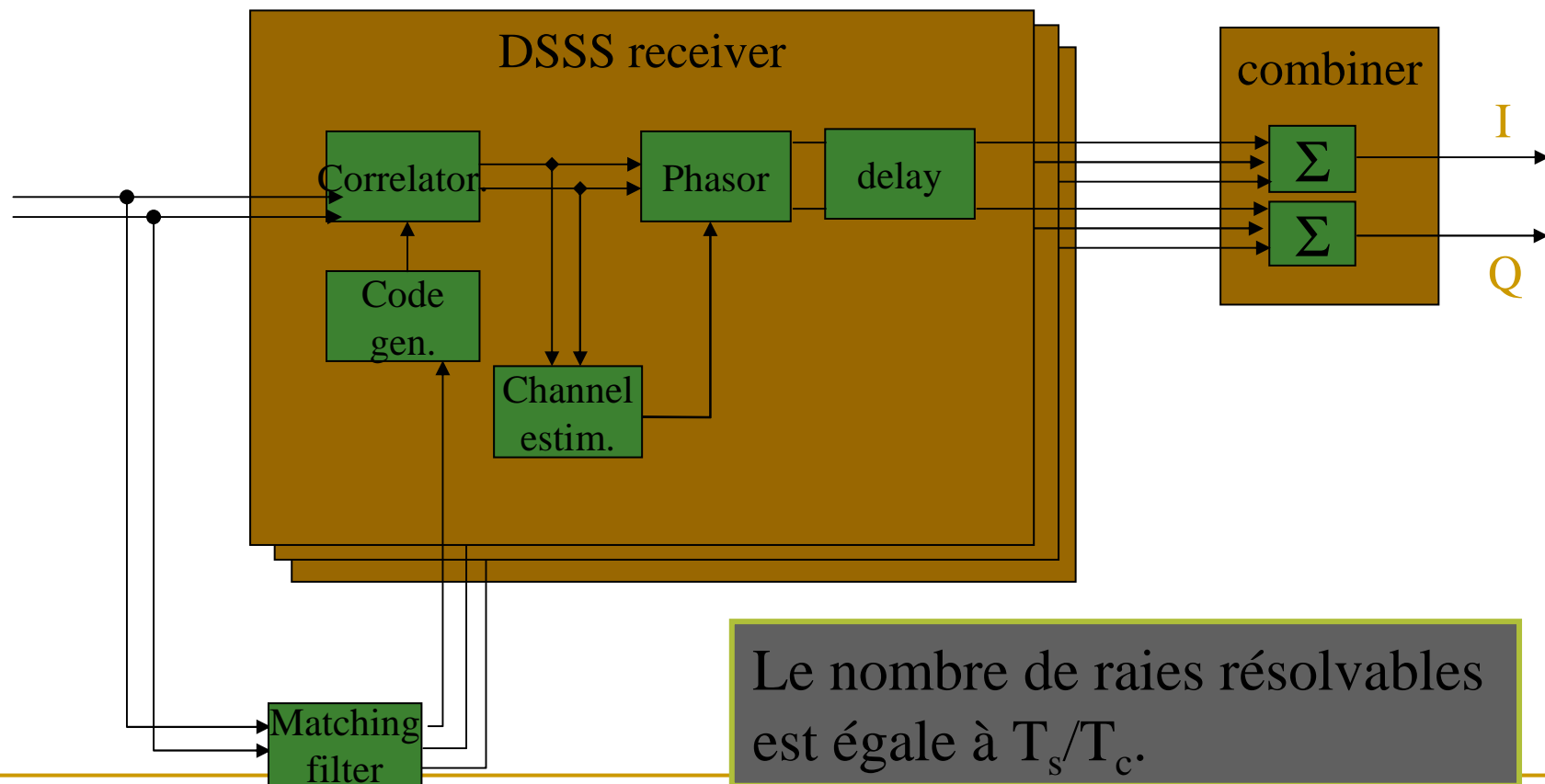
1 bonne fonction d'autocorrélation=1 dirac



Exemple d'un chemin double



□ RAKE receiver.



□ Intérêt du DS-SS :

- il permet d'introduire le RAKE receiver, grâce à des codes dont l'autocorrélation est proche du dirac.
- Ceci permet de dissocier des chemins tels que :

$$T_c < \Delta t < T_s$$

= introduit de la diversité (plusieurs chemins)

- la combinaison des chemins diminue le taux d'erreur pour un C/N donné.

- applications :
 - wLAN : $f_{\text{chip}}=11\text{Mcps}$; $k=11$
 - UMTS : $f_{\text{chip}}=3,86\text{Mcps}$; $k [4;256]$

calculez les différences de chemins exploitables

□ Intérêt du DS-SS :

- il permet d'introduire le RAKE receiver, grâce à des codes dont l'autocorrélation est proche du dirac.
- Ceci permet de dissocier des chemins tels que :

$$T_c < \Delta t < T_s$$

= introduit de la diversité (plusieurs chemins)

- la combinaison des chemins diminue le taux d'erreur pour un C/N donné.

- applications :
 - wLAN : $f_{\text{chip}}=11\text{Mcps}$; $k=11$
 - UMTS : $f_{\text{chip}}=3,86\text{Mcps}$; $k [4;256]$

calculez les différences de chemins exploitables

III. Réception 802.11a

- Caractéristique principale :
 - 1- OFDM :
 - Égalisation « naturelle » par intervalle de garde
 - 2- récepteur IEEE802.11a
 - Cf en TPs