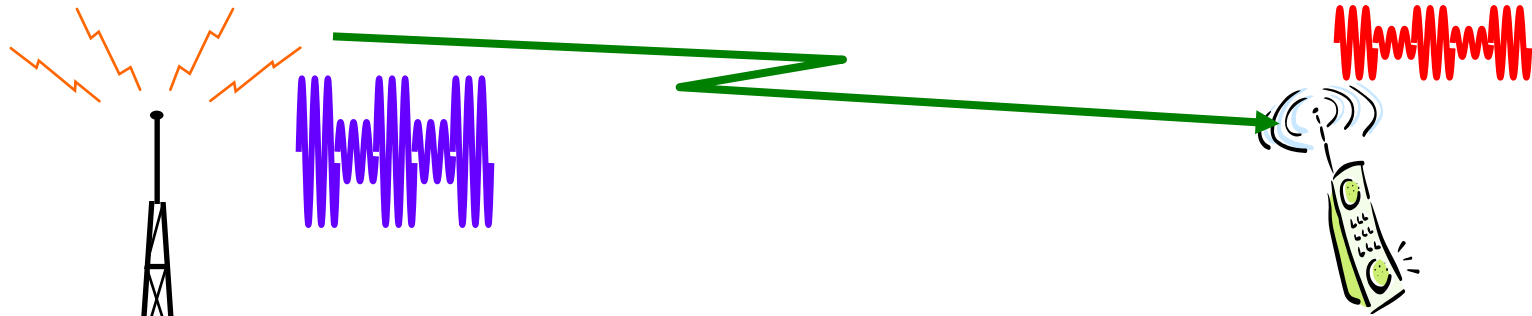


Wireless Communications (WCO)

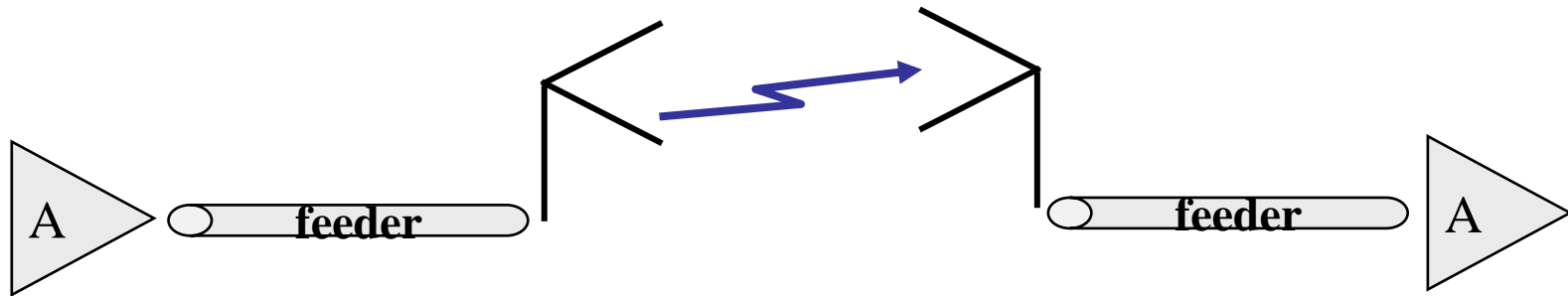
Jean-Marie Gorce
Dept Télécommunications,
Services & Usages

Chap.3 – Système de référence



- 1 : Bilan de liaison
- 2 : Modulation
- 3 : Bande de base
- 4 : Système
- 5 : Performances
- (6 : Codage → cf PSC)

- A) Formule de Friiz



$$P_U = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot \underbrace{F_A \cdot D_A(\theta_A, \psi_A)}_{G_A(\theta_A, \psi_A)} \cdot \underbrace{F_B \cdot D_B(\theta_B, \psi_B)}_{G_B(\theta_B, \psi_B)} \cdot L(\vec{p}_E, \vec{p}_R) \cdot P_{tr}$$

$$L = \frac{P_r}{P_{alignés}} = \left| \frac{\langle \vec{p}_E, \vec{p}_R \rangle}{|\vec{p}_E| \cdot |\vec{p}_R|} \right|^2$$



- Directivité

- La directivité est un rapport de puissance
- C'est le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée, et l'intensité moyenne:

$$D(\theta_0, \psi_0) = \frac{U^2(\theta_0, \psi_0)}{\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} U^2(\theta, \psi) d\Omega}$$

$$D(\theta_0, \psi_0) = \frac{F^2(\theta_0, \psi_0)}{\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} F^2(\theta, \psi) d\Omega}$$

- Ce qui s'écrit aussi:

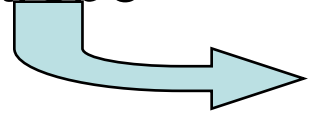
- Pour l'antenne isotrope ??

C'est un rapport,
exprimé souvent
en dBi.

• Gain absolu

- 1 antenne de référence : isotrope

Le gain absolu d'une antenne, est défini comme le rapport entre les intensités de rayonnement dans une direction donnée, correspondant respectivement à l'antenne étudiée et à l'antenne isotrope, à puissance consommée équivalente :



$$F(\theta, \Psi) = 1$$

$$E_{\text{eff}}(r) = \frac{60 \cdot I_{\text{eff}}}{r}$$

$$P_r = 120 \cdot I_{\text{eff}}^2$$

$$G(\theta_0, \Psi_0) = \rho \cdot D(\theta_0, \Psi_0)$$

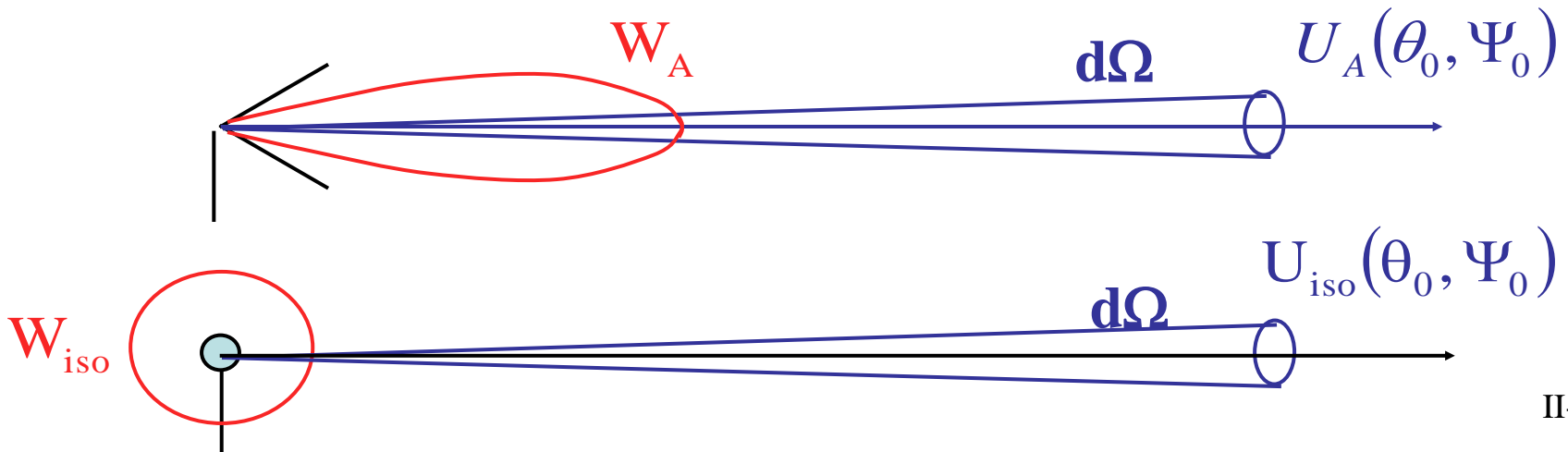
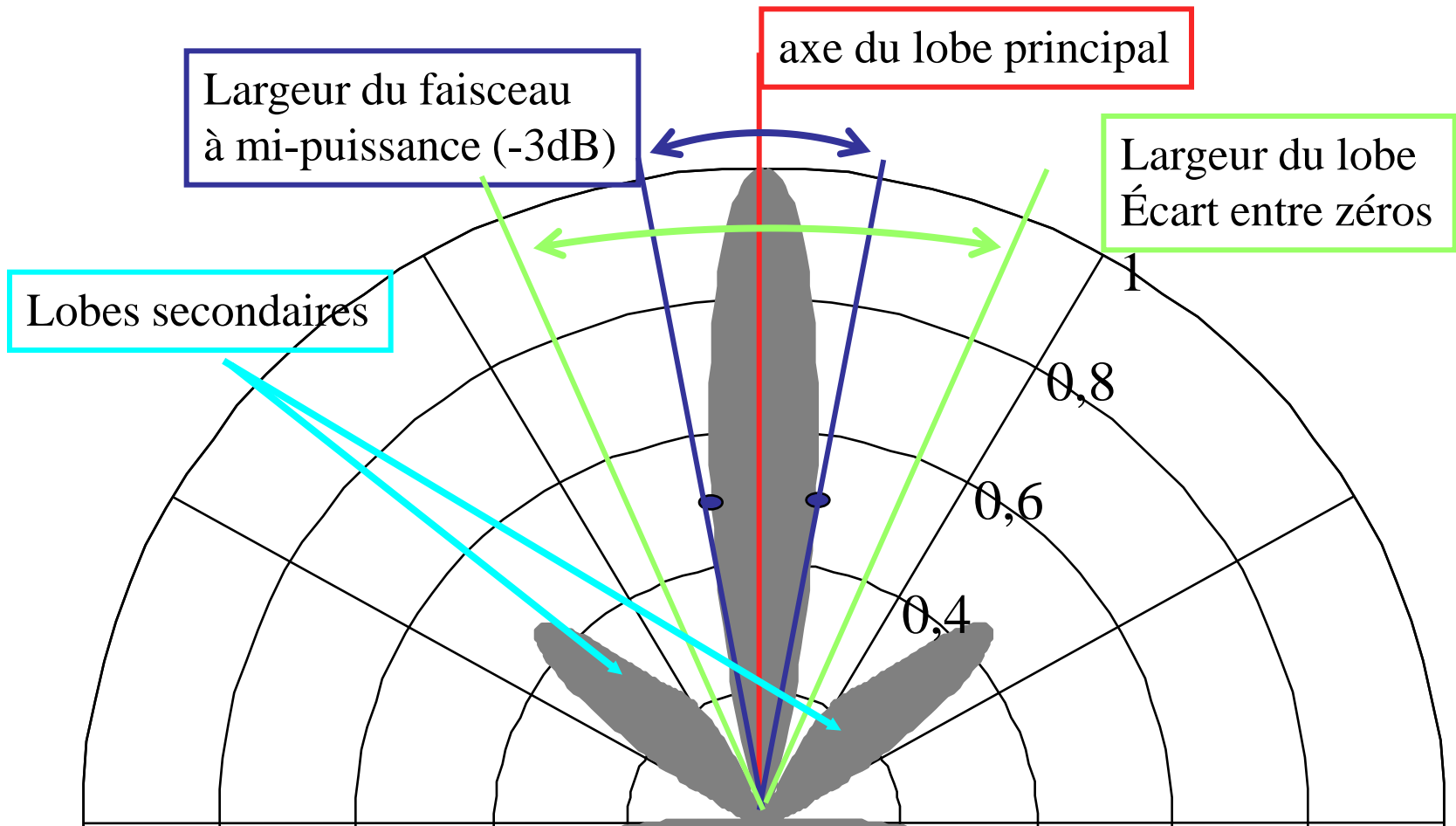
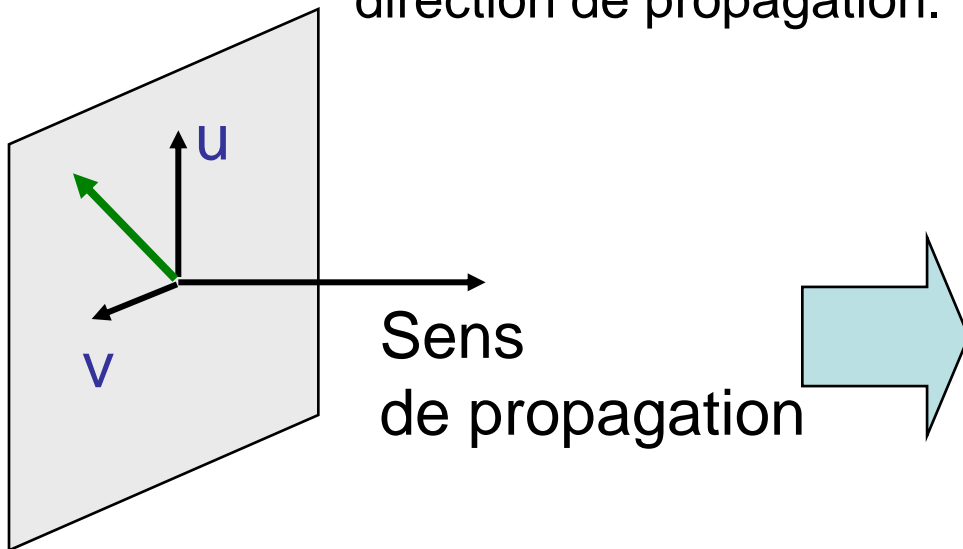


Diagramme de rayonnement



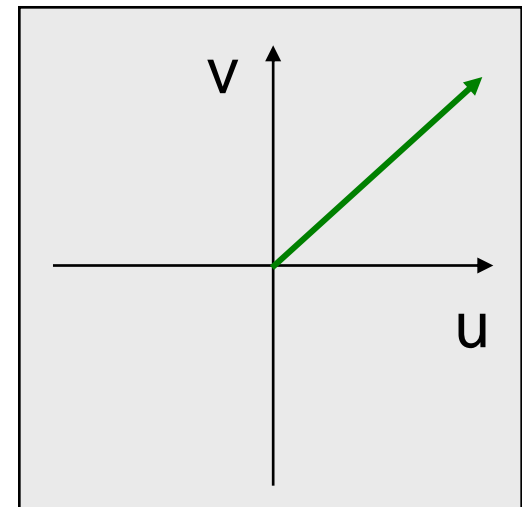
• Polarisation

- La polarisation donne l'orientation du champ E dans un certain repère (cartésien, sphérique, ...), relatif à la direction de propagation.



$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \underline{\vec{E}}(z) \cdot e^{j\omega t}$$

Plan de polarisation



$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \underline{E}_u(z, t) \cdot \vec{u} + \underline{E}_v(z, t) \cdot \vec{v}$$

- Définition du vecteur de polarisation

$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \underline{E}(z) \cdot e^{j\omega t} \cdot \vec{p}_E$$

avec :

$$\vec{p}_E(z) = c(z) \cdot \begin{pmatrix} \underline{E}_u(z) \\ \underline{E}_v(z) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \vec{u} \\ \vec{v} \end{pmatrix}$$

et : $c(z)$ tel que $\|\vec{p}_E(z)\|_2^2 = 1$

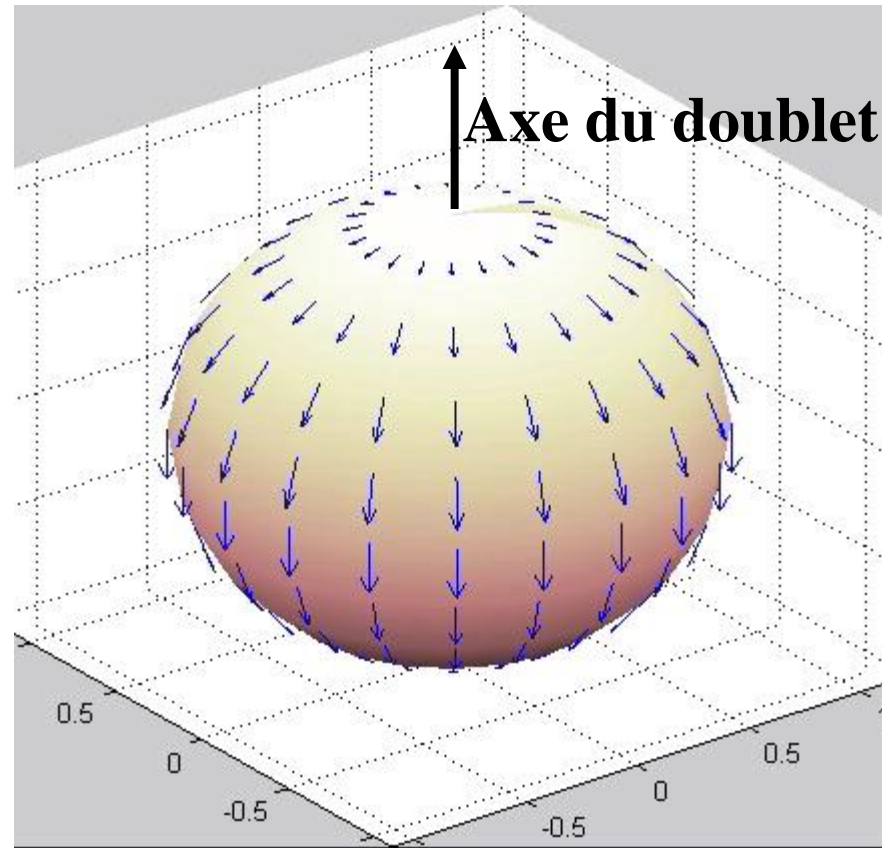
en pratique $\vec{p}_E(z) = \vec{p}_E$

- Ex1 : Polarisation rectiligne verticale

$$\vec{p}_E = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

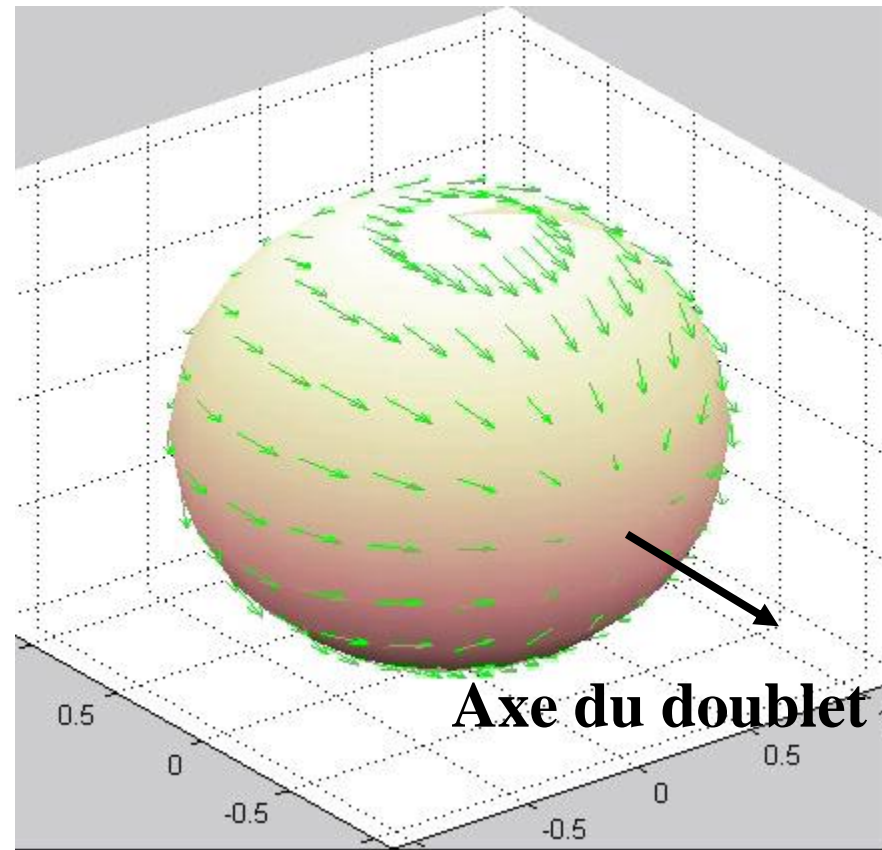
– Remarque : défini à une phase près

$$\vec{p}_E = \begin{pmatrix} 0 \\ j \end{pmatrix}$$



- Ex2 : Polarisation rectiligne horizontale

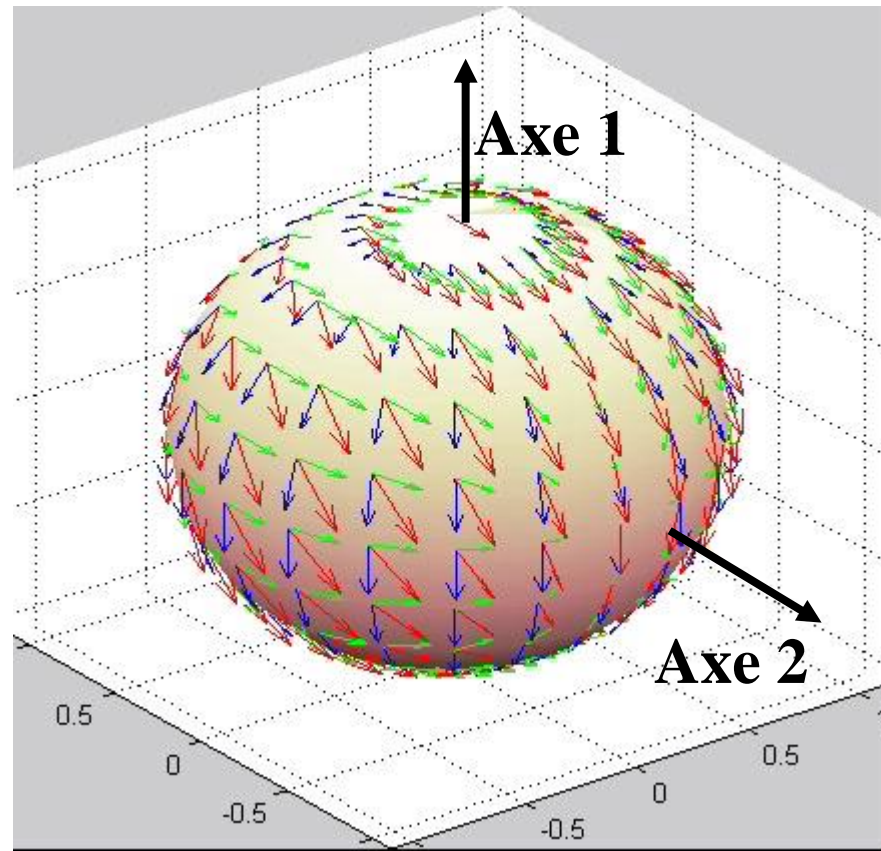
$$\vec{p}_E = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$



- Ex3 : Polarisation rectiligne quelconque

$$\vec{p}_E = \begin{pmatrix} \alpha^2 \\ 1 - \alpha^2 \end{pmatrix}$$

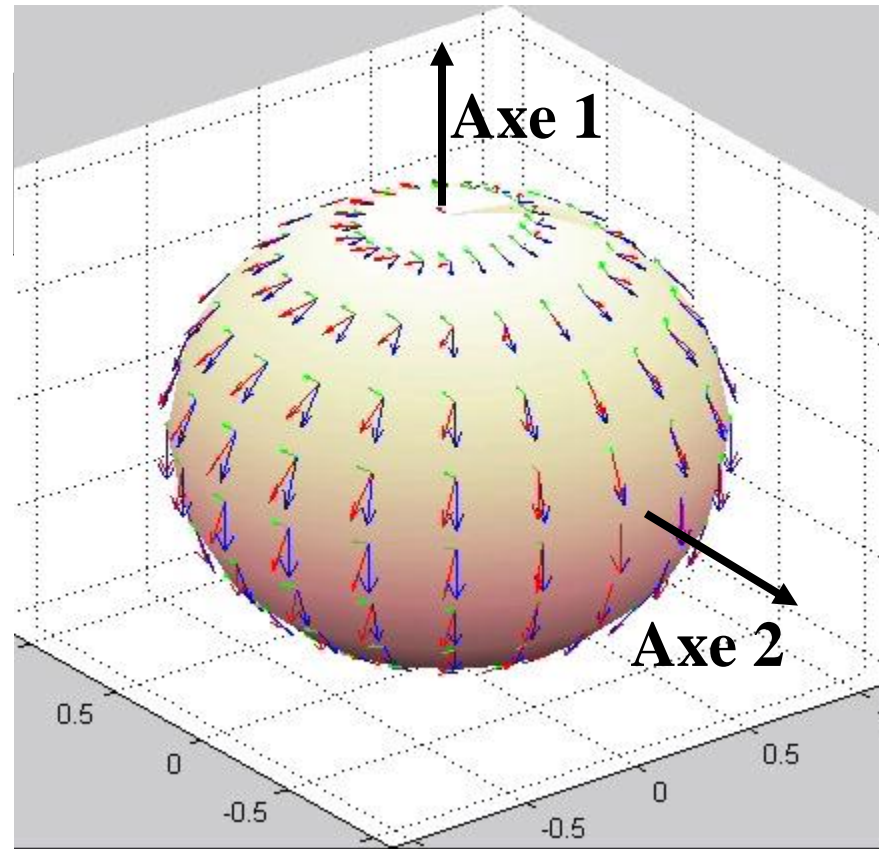
Principe : les 2 composantes
sont en phase



- Ex4 : Polarisation elliptique

Déphasage
des composantes

$$\vec{p}_E = \begin{pmatrix} \alpha^2 \cdot e^{j\phi} \\ 1 - \alpha^2 \end{pmatrix}$$





- 3 modes majeurs de polarisation

- polarisation rectiligne

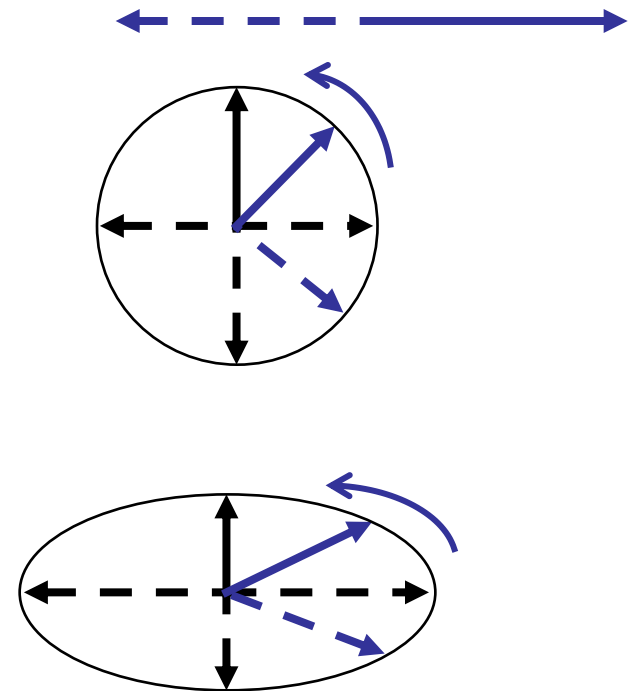
- verticale, horizontale, quelconque (plan H ou E)

- polarisation circulaire

- droite ou gauche

- polarisation elliptique

- droite ou gauche



Ecriture logarithmique :

$$P_u^{(dBm)} = P_t^{(dBm)} + L^{(dB)}(\vec{p}_E, \vec{p}_R) \\ + G_E^{(dB)}(\theta_E, \psi_E) + G_R^{(dB)}(\theta_R, \psi_R) \\ - PL^{(dB)}(d)$$

Pour simplifier on se ramène à

$$P_u^{(dBm)} = P_t^{(dBm)} + G_E^{(dB)} + G_R^{(dB)} - PL^{(dB)}$$



– Quelques unités :

$$P \text{ (dBW)} = 10 \cdot \log_{10}(P(W) / (1W))$$

$$P \text{ (dBm)} = 10 \cdot \log_{10}(P(mW) / (1mW))$$

$$\text{PIRE} = P_e \cdot G_o$$

– En espace libre

$$PL(d, f) = \underbrace{20 \cdot \log_{10}(4\pi)}_{21.98} + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{\lambda}\right)$$

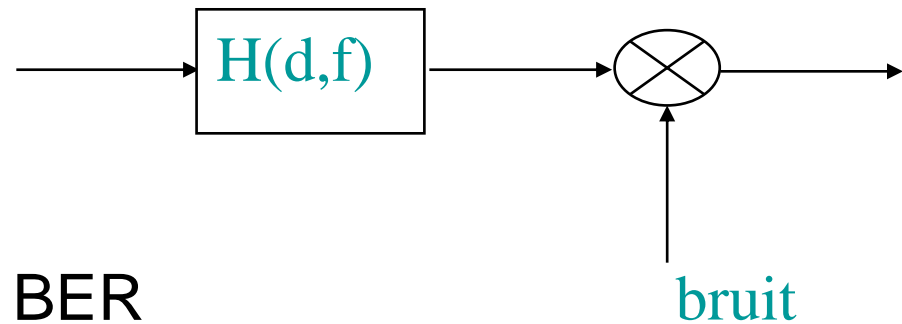
- Les pertes sont égales à 22dB plus 20dB/dec relativement à la longueur d'onde



Exple : Bilan de liaison point à point en travaillant avec les puissances de bruit

Puissance émetteur	20 dBW
pertes circuit émetteur	-2 dB
gain d 'antenne	51.6 dBi
EIRP ($P_T G_T$)	69.6 dB
pertes espace libre	-202.7 dB
pertes atmosphère	-4 dB
pertes diverses	-6 dB
Received isotropic power	-143.1 dBW
gain antenne récepteur	35.1 dB
pertes décentrage (lobe antenne)	-2 dB
Puissance reçue P_R	-110 dBW
Facteur de bruit du récepteur $F=11.5$ dB	
température du récepteur $T=3806$ K= 35.8 dBK	
$N_0=k(T_0+T_{rec})$	-192.5 dBJ
P_R/N_0	82.5 dBHz ⁻¹
E_b/N_0 (avec $W=10$ MHz)	12.5 dB

B) Seuil de réception



– Modulation, codage, BER

→ Définissent un SNR acceptable :

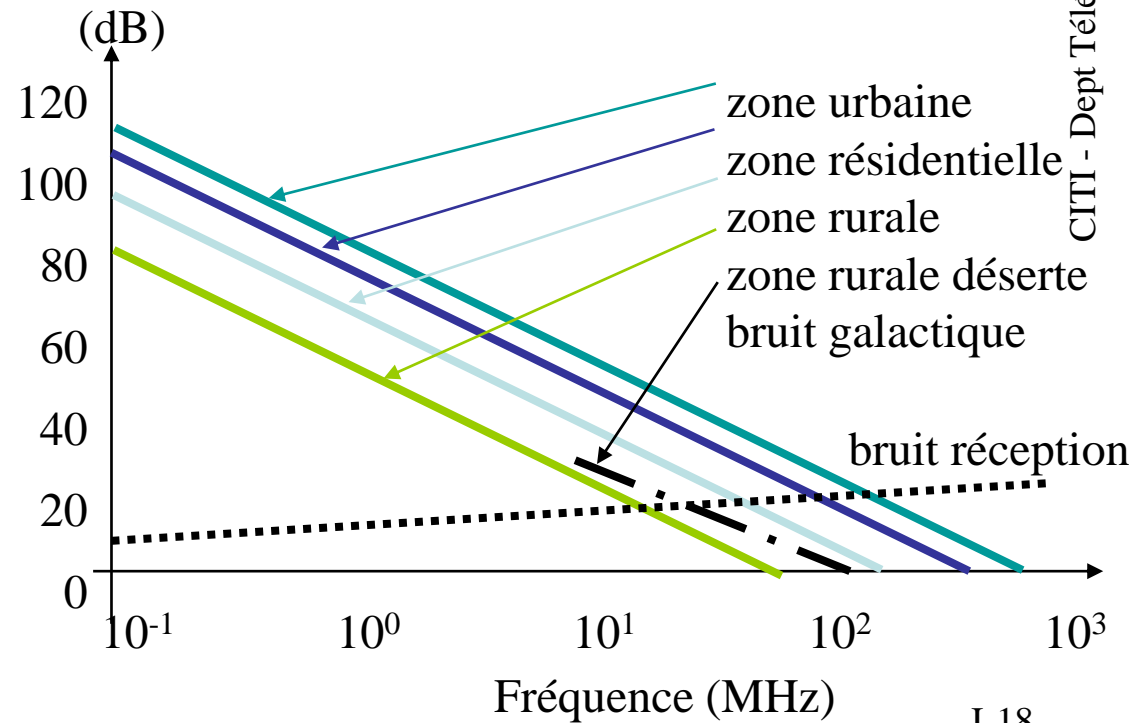
(notations : SNR, C/N, SINR, C/I, E_b/N_0).

En échelle logarithmique : $C/N = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)$

Les sources de bruit

- galactique (15MHz, 100GHz)
- thermique (Johnson): bruit blanc jusqu'aux infrarouges...
- artificiel: évolutif, non prédictible

Niveau de bruit
relatif
au
bruit thermique
minimal



Le bruit thermique (BBAG)

- 3 grandeurs : température, bande passante, constante de Boltzmann :

$$P_N = k \cdot T \cdot B$$

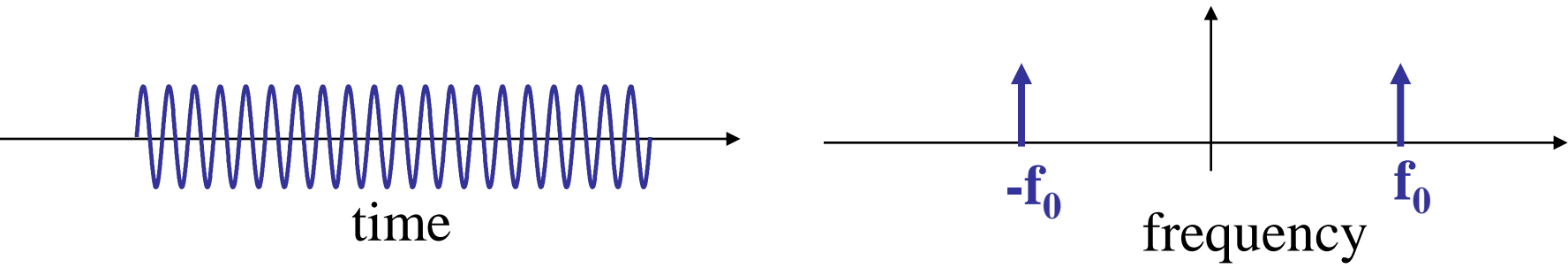
avec $k=1.379 \cdot 10^{-23} \text{ W.Hz}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$

☞ exemple : GSM : $B=270\text{kHz}$, $T=290^\circ\text{K}$

- facteur de bruit $F = \frac{N_{out} / G}{k.T.B} = \frac{N_{eq}}{k.T.B}$
- figure de bruit $F_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(F)$
- température de bruit $N_{eq} = k.T.B + k.T_{eq}.B$

2 – Rappels de modulation

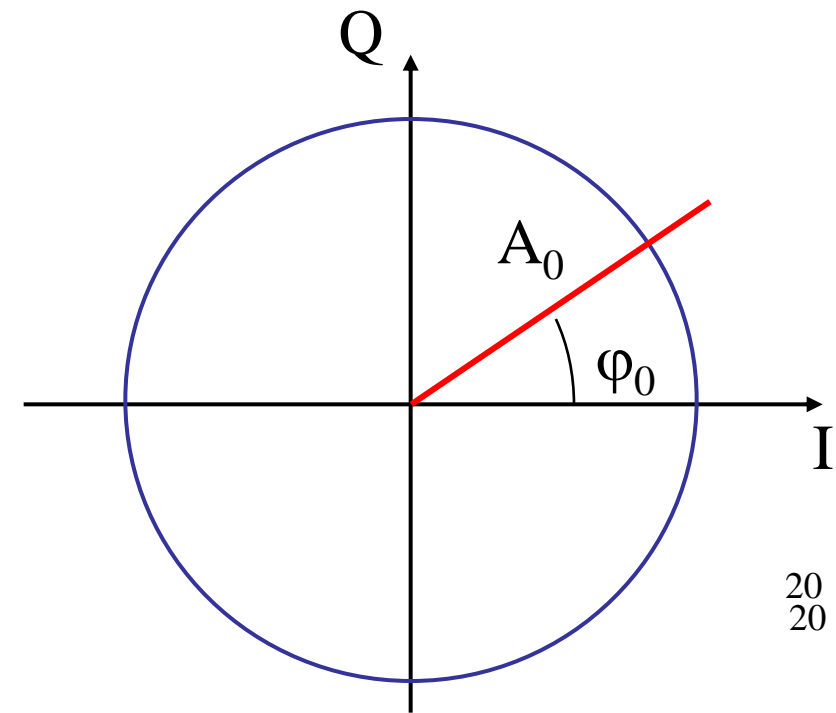
$$p(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$$



Complex notations

$$\underline{p(t)} = A_0 \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j2\pi f_0 t}$$

$\underline{A_0}$ Amplitude-phase representation



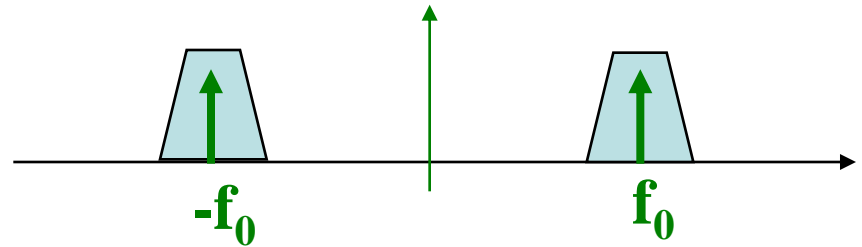
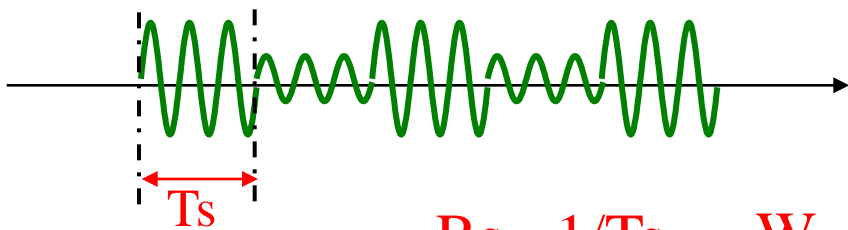
- Modulation = les caractéristiques de la porteuse sont modifiées lentement, tel que $W \ll f_0$

Le signal RF:

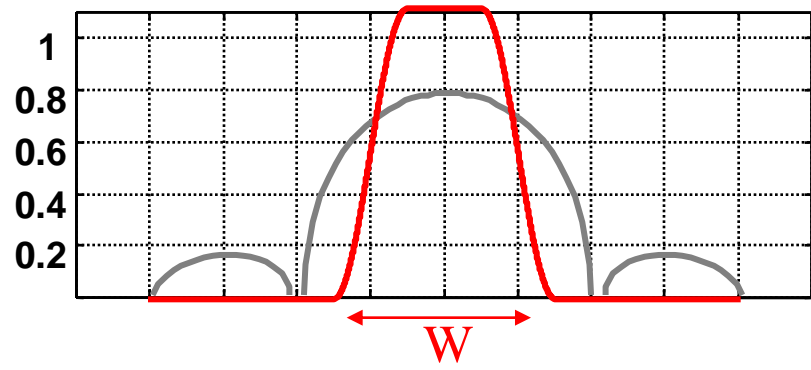
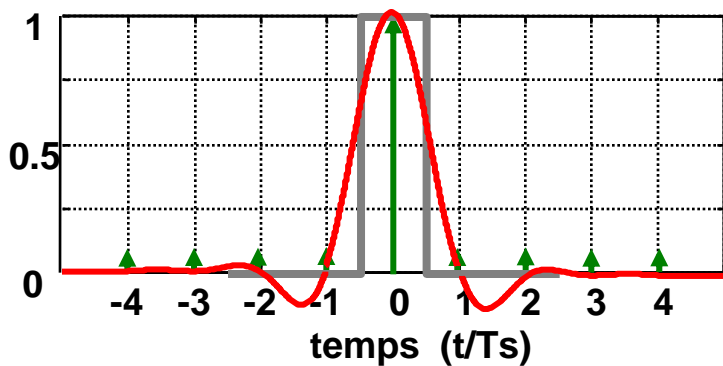
$$\underline{s}_{RF}(t) = \underline{A}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}$$

temps

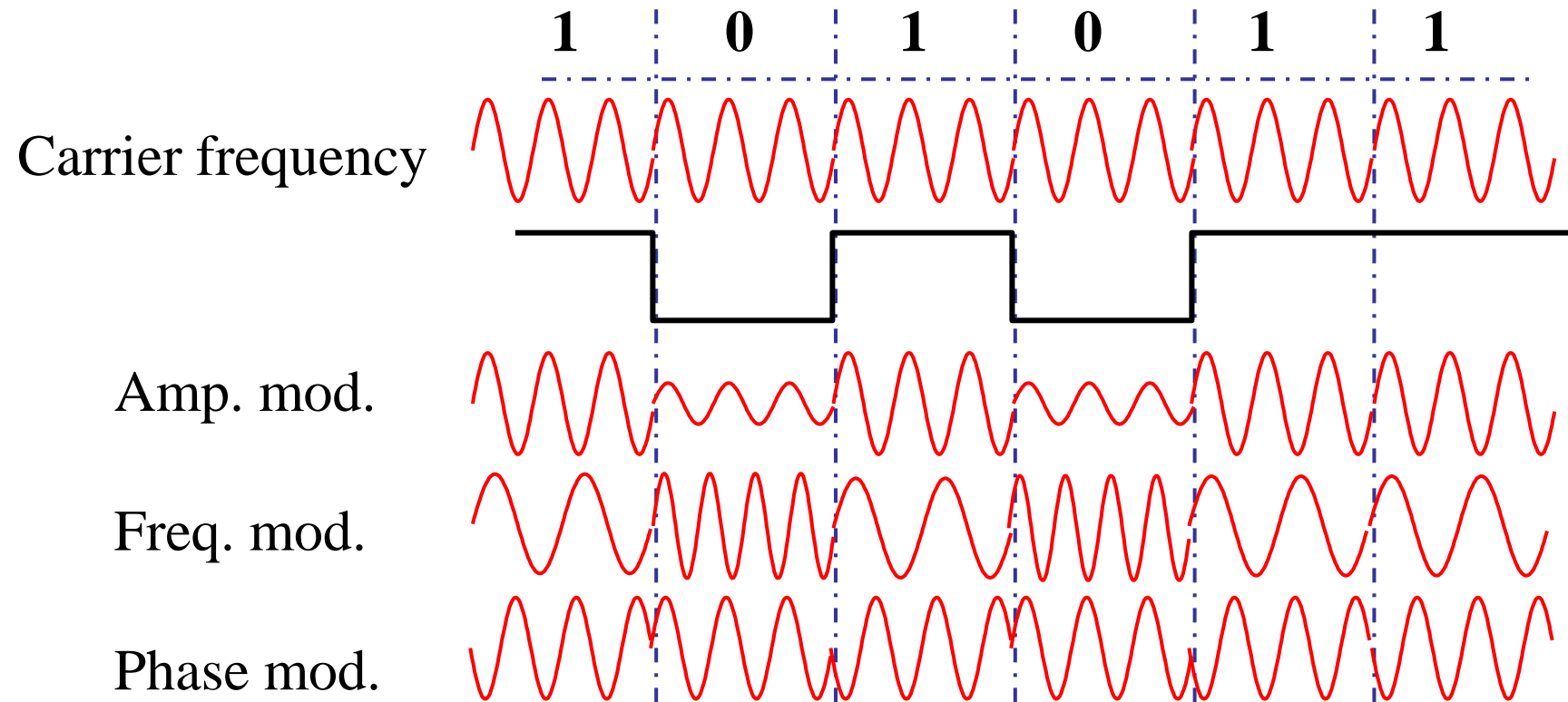
fréquence



$R_s = 1/T_s.$ $W \sim 1,4.R_s.$

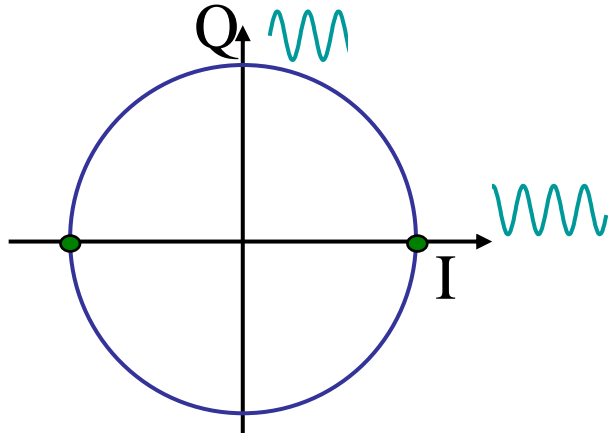


$$\underline{s}_{RF}(t) = k(n) \cdot e^{j(2\pi\Delta f(n)t + \varphi(n))} \cdot \underline{A}_0 \cdot e^{j(2\pi f_0 t)}$$

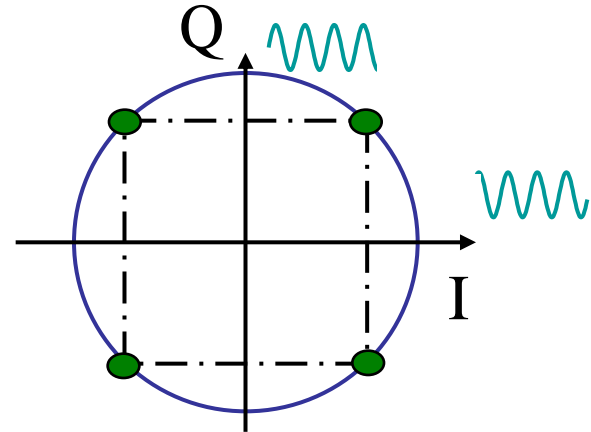


BPSK / QPSK

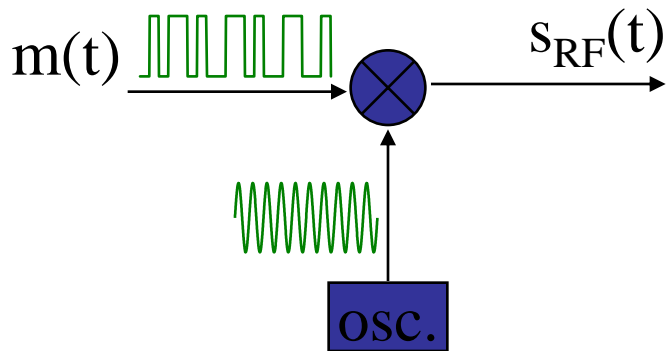
(Binary Phase Shift Keying)



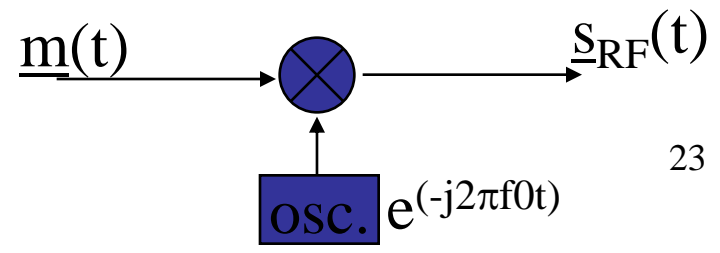
(Quadrature Phase Shift Keying)



JM Gorce - CITI - Dept Télécoms

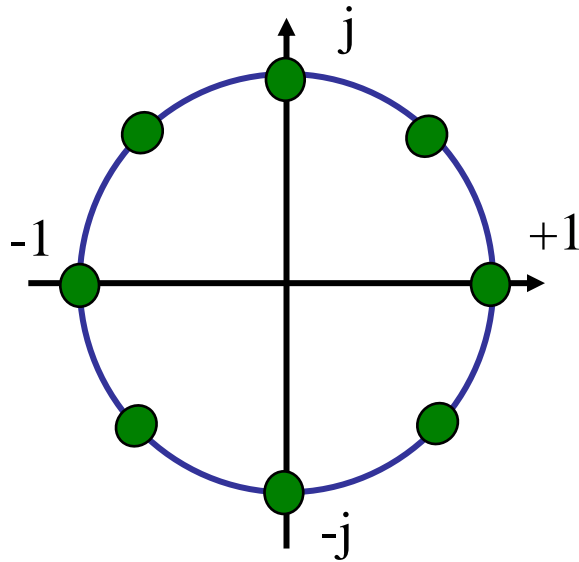


$$s_{RF}(t) = \Re(\underline{s}_{RF}(t)) = \Re(\underline{m}(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t})$$

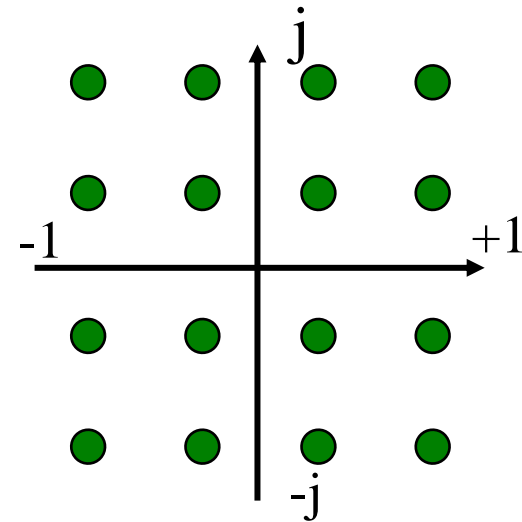


Généralisation : un mot est codé dans le plan amplitude/phase : constellation

(M-ary Phase Shift Keying)



(M-QAM)



$$\underline{s}_{RF}(t) = \sum_k d_k \cdot \delta(t - kT_s) \otimes \text{rect}(t / T_s) \cdot \exp(j2\pi f_c t)$$



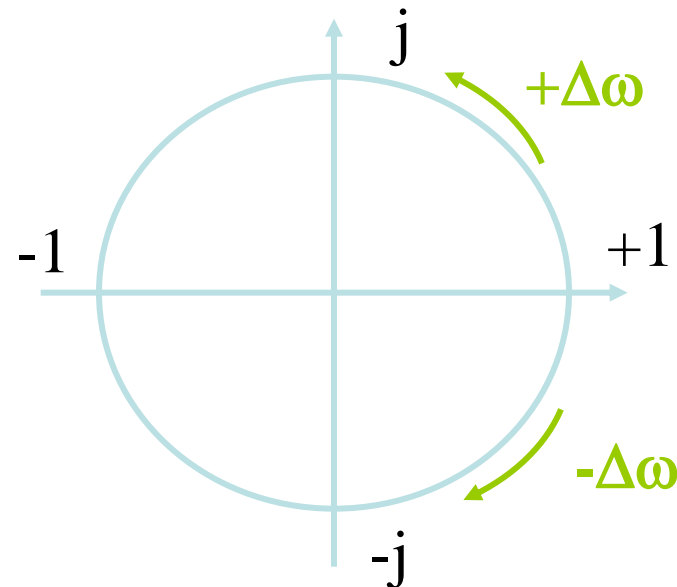
- Quelques propriétés à détailler
 - Codage bande de base
 - Débit binaire vs débit symbole
 - Code de gray, répartition
 - modulations codées : treillis, diagrammes d'état
 - Puissance moyenne ?
 - Probabilité d'erreur symbole
 - Modulation à amplitude constante

- FSK coding
 - Codage en fréquence :

$$s_{RF}(t) = \sum_k A \cdot \exp(j2\pi(f_c + \alpha_i \Delta f)t + \varphi_i) \cdot \text{rect}(t/T_s - k)$$

– Remarque : éviter les sauts de phase

- Réalisation :
codage en phase instantanée
- Codage binaire : +/- α_i



- Codage MSK

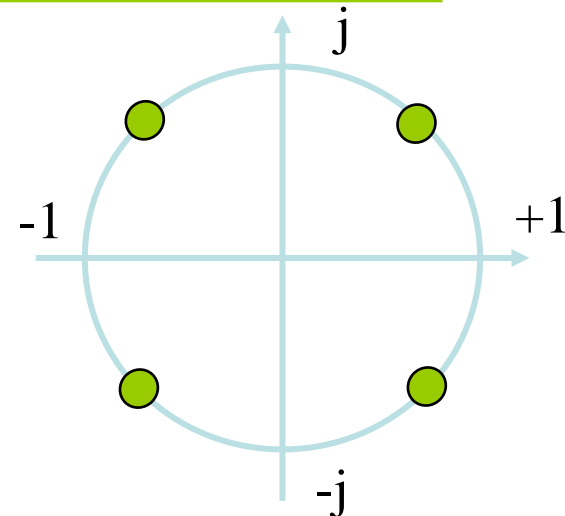
- Coefficient : déphasage de $\pi/2$ à chaque symbole

$$\alpha_i = 1 ; \quad 2\pi\alpha_i\Delta f.T_s = \pi/2$$

- Forme d'onde en bande de base ?

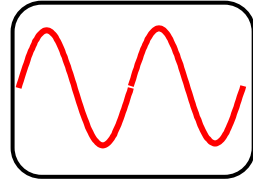
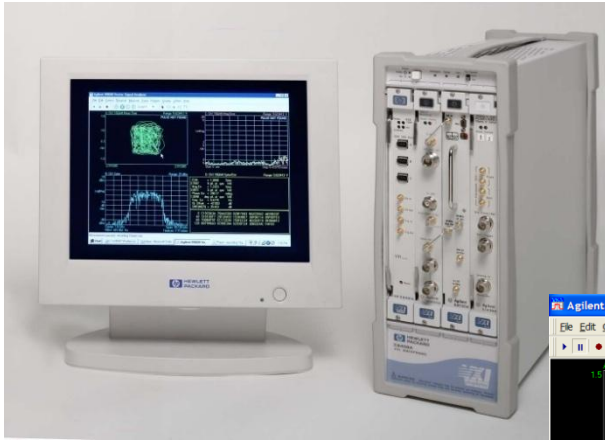
$$S_{MSK}(t) = m_I(t)\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\cos(2\pi f_c t) + m_Q(t)\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)\sin(2\pi f_c t)$$

- Le codeur travaille en phase
- Le décodeur travaille en forme d'onde

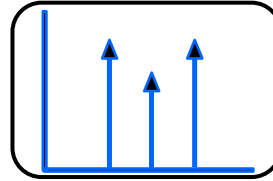


Chap 3

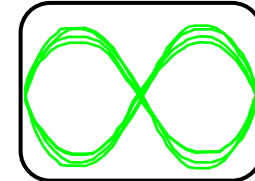
VSA



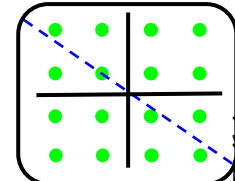
TIME
DOMAIN



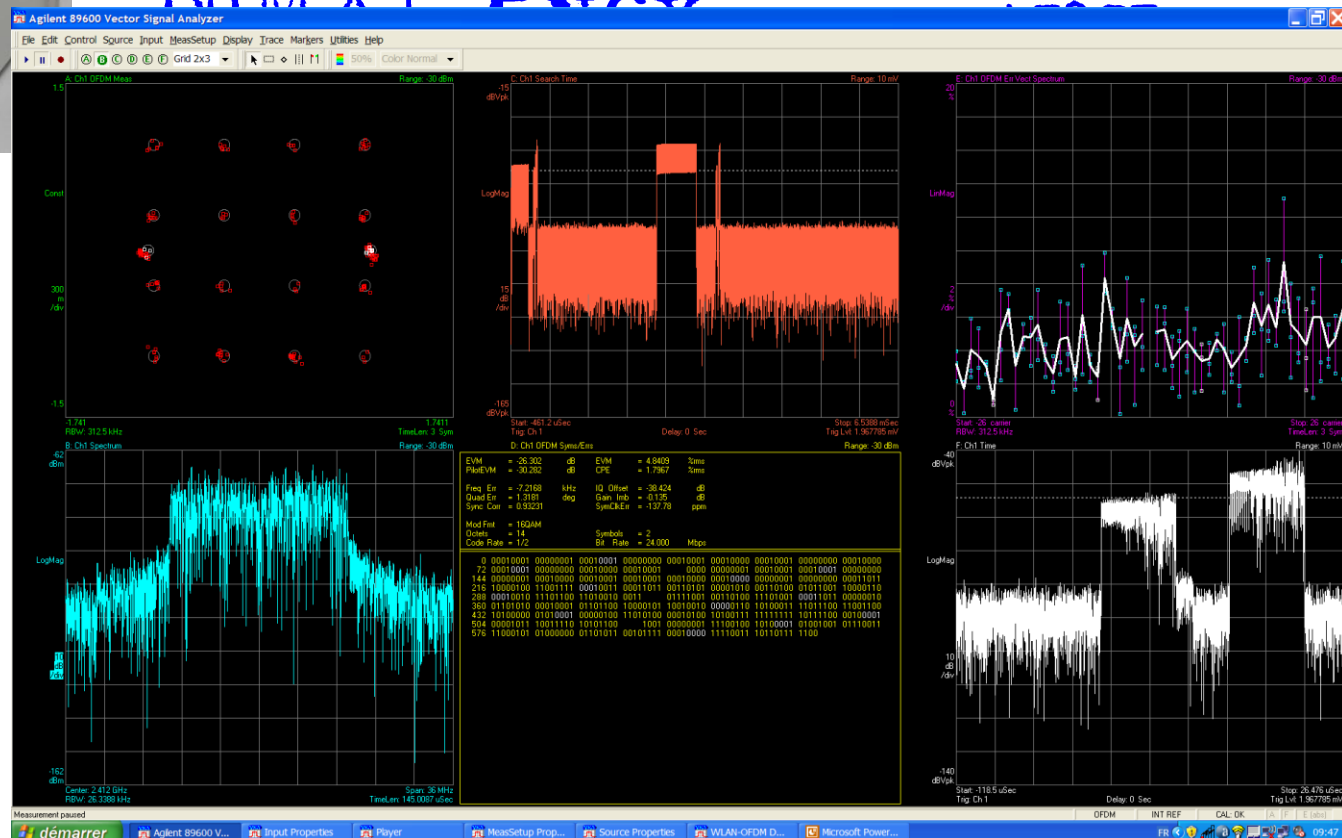
FREQU
DOMAIN



MODUL
DOMAIN



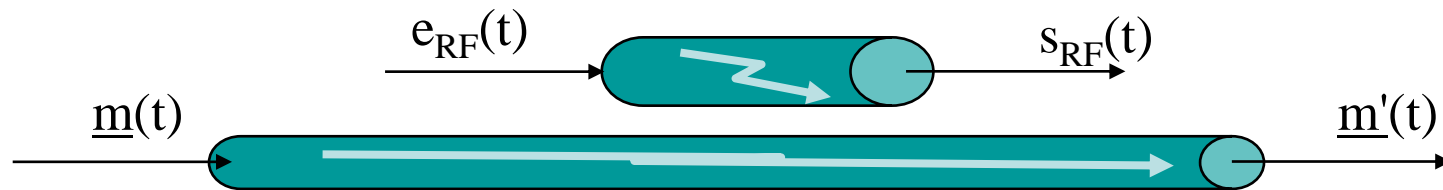
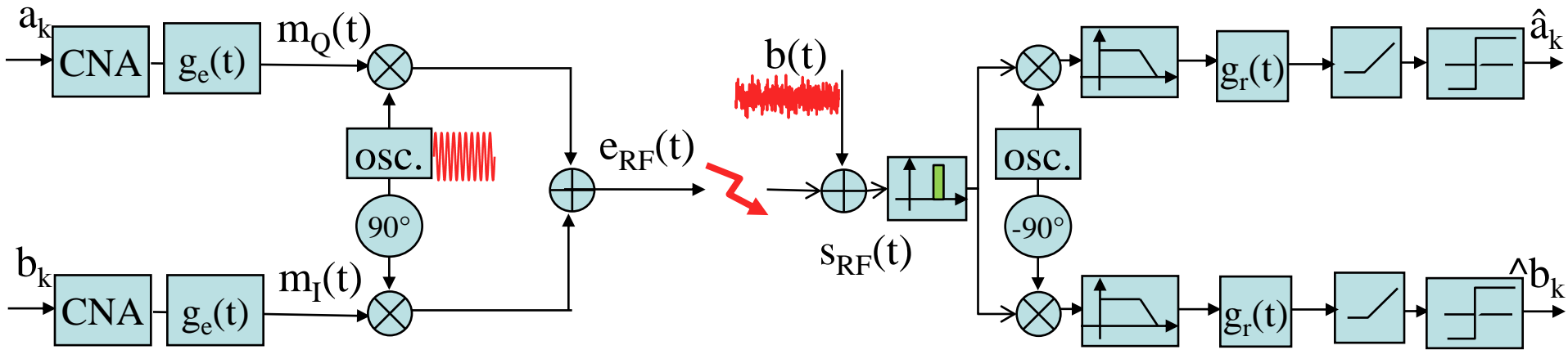
- Dept Telecoms



3 – Bande de base



$$s_{RF}(t) = h(t) \otimes e_{RF}(t) + b(t)$$



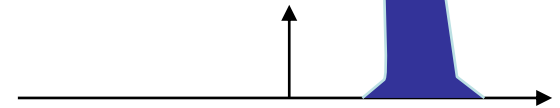
Outils mathématiques pour la représentation du signal bande de base complexe

Soit $s(t)$ un signal réel



Signal analytique

$$S_+(f) = 2u(f) \cdot S(f)$$

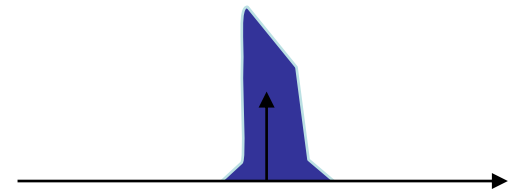


$$\underline{s}_+(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_+(f) e^{j2\pi ft} \cdot df = F^{-1}(2u(f)) \otimes F^{-1}(S(f))$$

$\underline{s}_+(t) = s(t) + j \frac{1}{\pi t} \otimes s(t)$
 La partie imaginaire est appelée transformée de Hilbert $s_H(t) = \frac{1}{\pi t} \otimes s(t)$

Signal bande de base

$$\underline{s}_l(t) = \underline{s}_+(t) \cdot e^{-j2\pi f_c t}$$



$$s(t) + j \cdot \hat{s}(t) = \underline{s}_l(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}$$

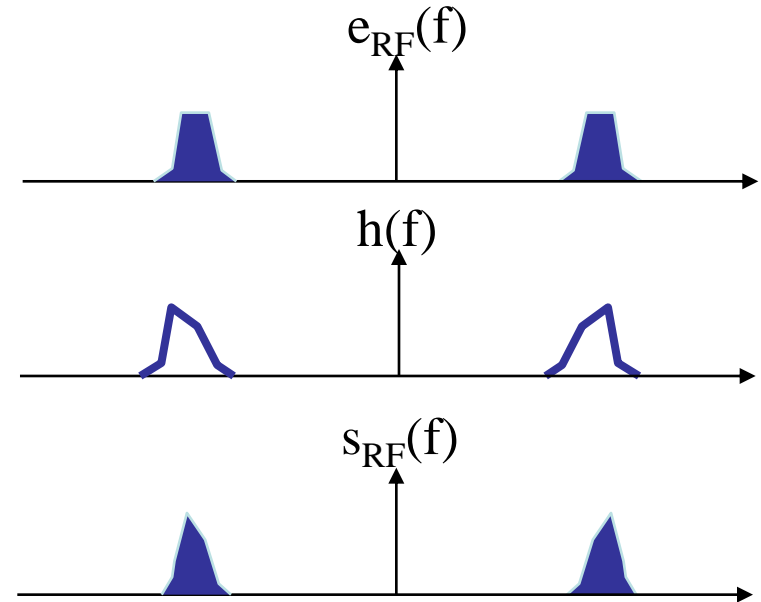
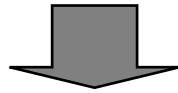
$$S(f) = \frac{1}{2} [S_l(f - f_c) + S_l^*(-f - f_c)]$$

– Canal équivalent en b.b.



$$s_{RF}(t) = h(t) \otimes e_{RF}(t)$$

Passage
en bande de base

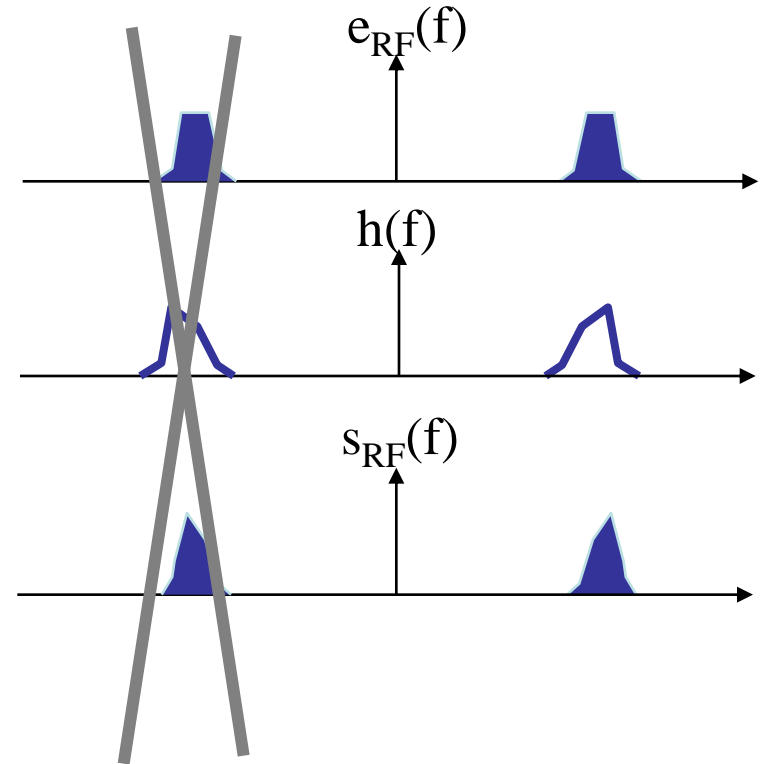
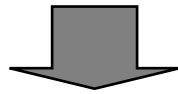


– Canal équivalent en b.b.



$$s_{RF}(t) = h(t) \otimes e_{RF}(t)$$

Passage
en bande de base



– Canal équivalent en b.b.



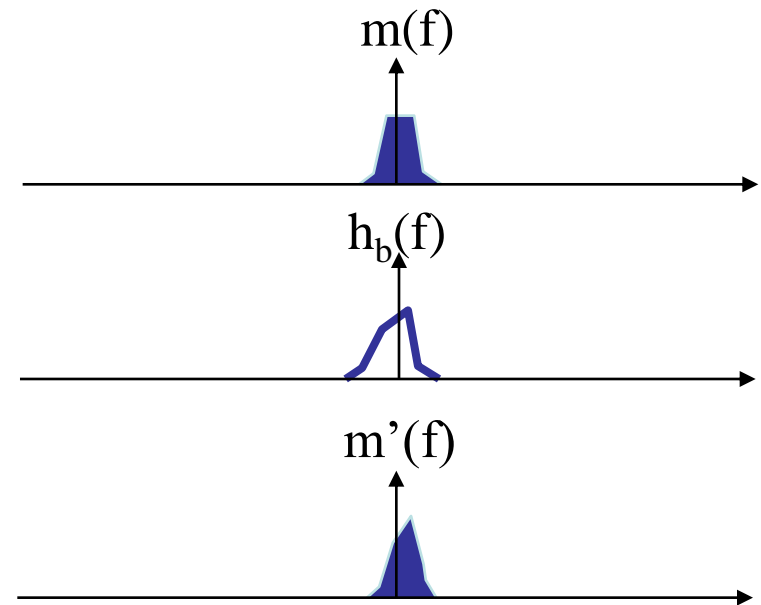
$$s_{\text{RF}}(t) = h(t) \otimes e_{\text{RF}}(t)$$

Passage
en bande de base

$$h_b(f) = h_+(f + f_0)$$

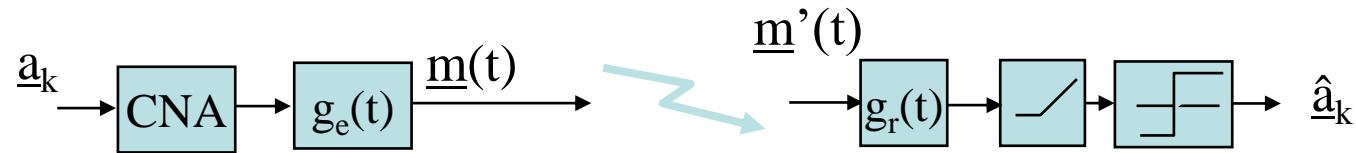
$$h(f) = h_b(f - f_0) + h_b^*(-f - f_0)$$

$$h(t) = 2\Re\left(h_b(t)e^{j2\pi f_c t}\right)$$

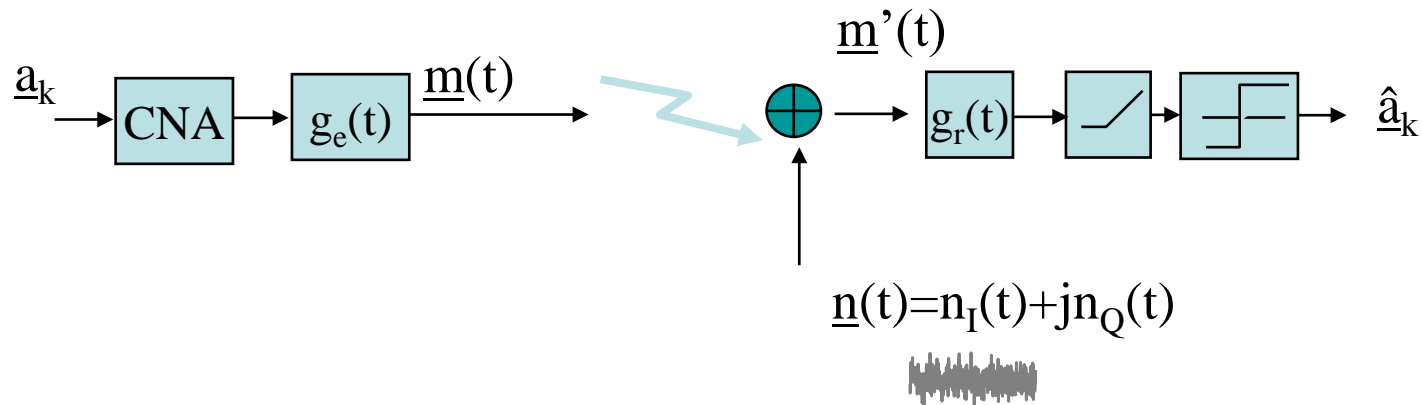


– Représentation en bande de base

– Sans bruit



– Avec bruit (canal BBAG, AWGN)



$$\underline{m}'(t) = \underline{h}_b(t) \otimes \underline{m}(t) + \underline{n}(t)$$

- Modèle simplifié :

- le lien radio est simplement caractérisé par un retard, un affaiblissement et un déphasage.

$$s_{\text{RF}}(t) = A \cdot e_{\text{RF}}(t - t_0)$$

$$h(t) = A \cdot \delta(t - t_0)$$

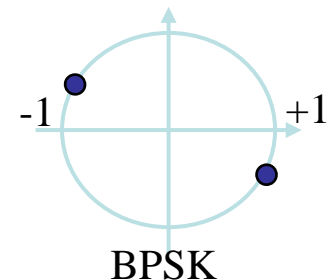
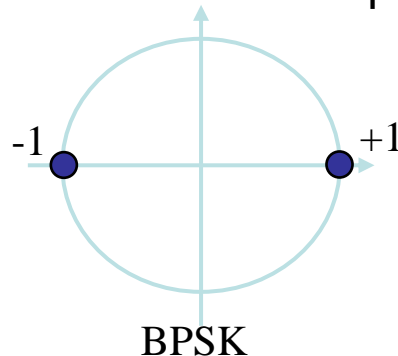
- Le signal RF reçu est une copie du signal RF émis, affaiblie, déphasée et décalée dans le temps.

Rem : vrai seulement pour systèmes à bande étroite (NB), sinon

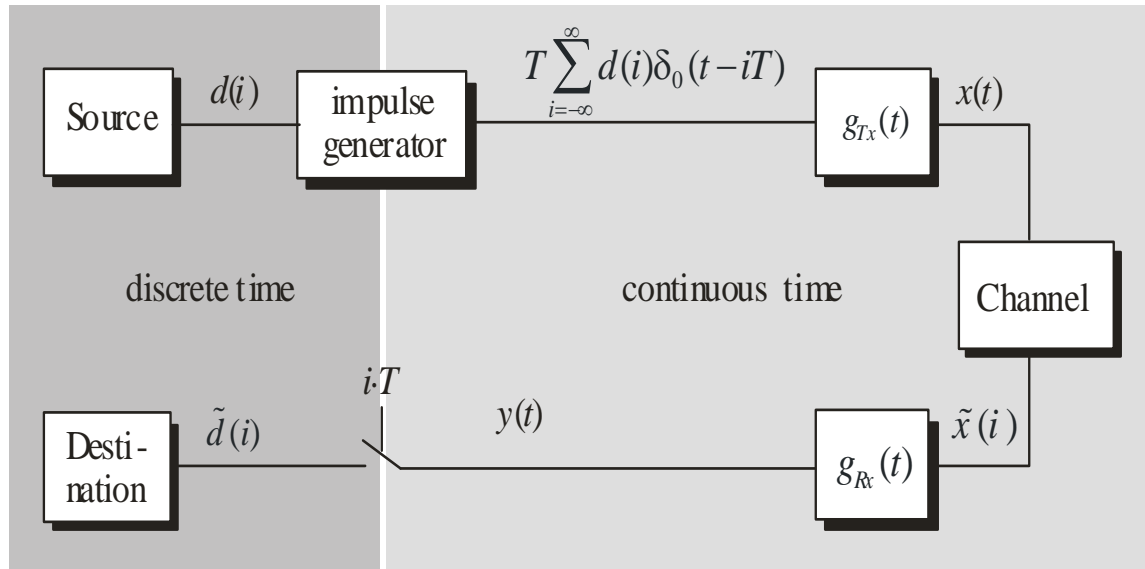
➔ distorsion, dispersion

- le lien radio en bande de base est caractérisé par un retard, un affaiblissement et un déphasage.

$$\underline{h}_b(t) = \underline{H}_0 \cdot \delta(t - t_0)$$



Système de communication bande de base



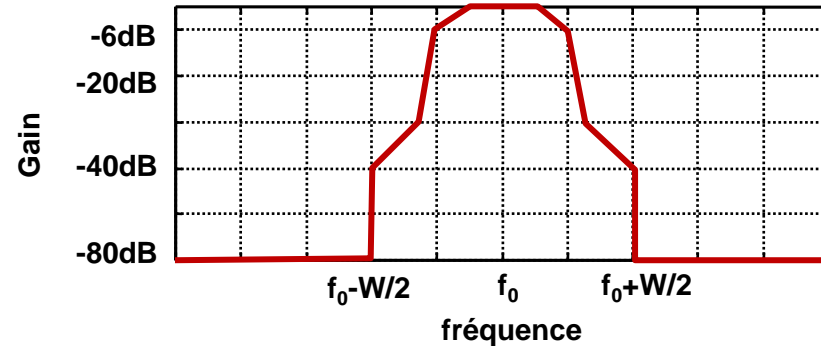
⇒ pondérer des impulsions analogiques décalées en temps

$g_{Tx}(t-iT)$ avec $d(i)$

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

4 –1. filtre de mise en forme

- Adaptation au canal : respect d'un gabarit



- Impulsions idéales

- Critère de Nyquist :

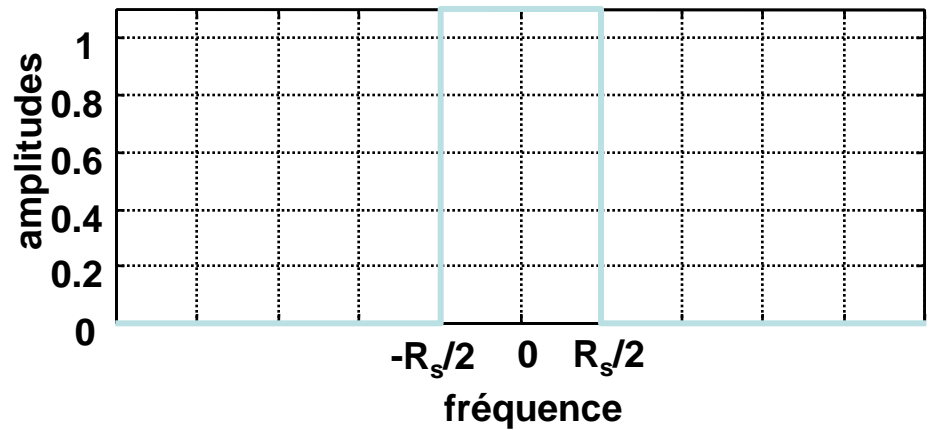
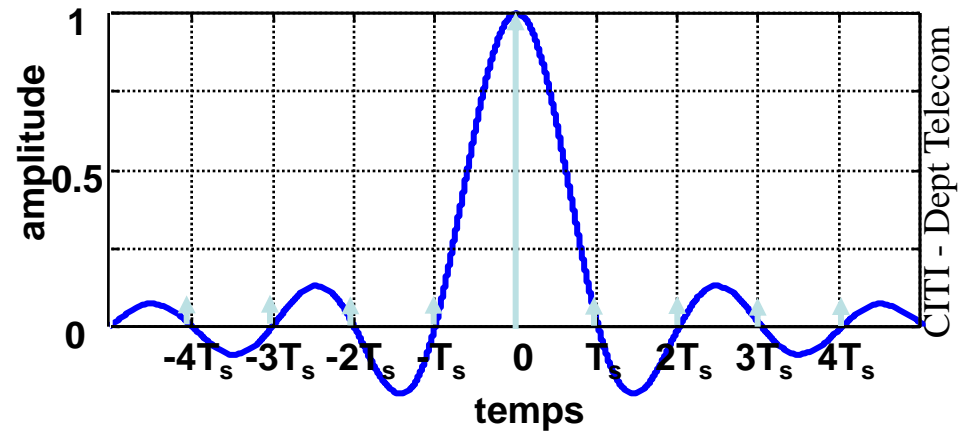
Pour permettre la reconstruction sans erreurs, les différents symboles $s_k(t)$ doivent vérifier :

- » $s_k(0)=1$

- » $s_k(n.T)=0; \forall n$

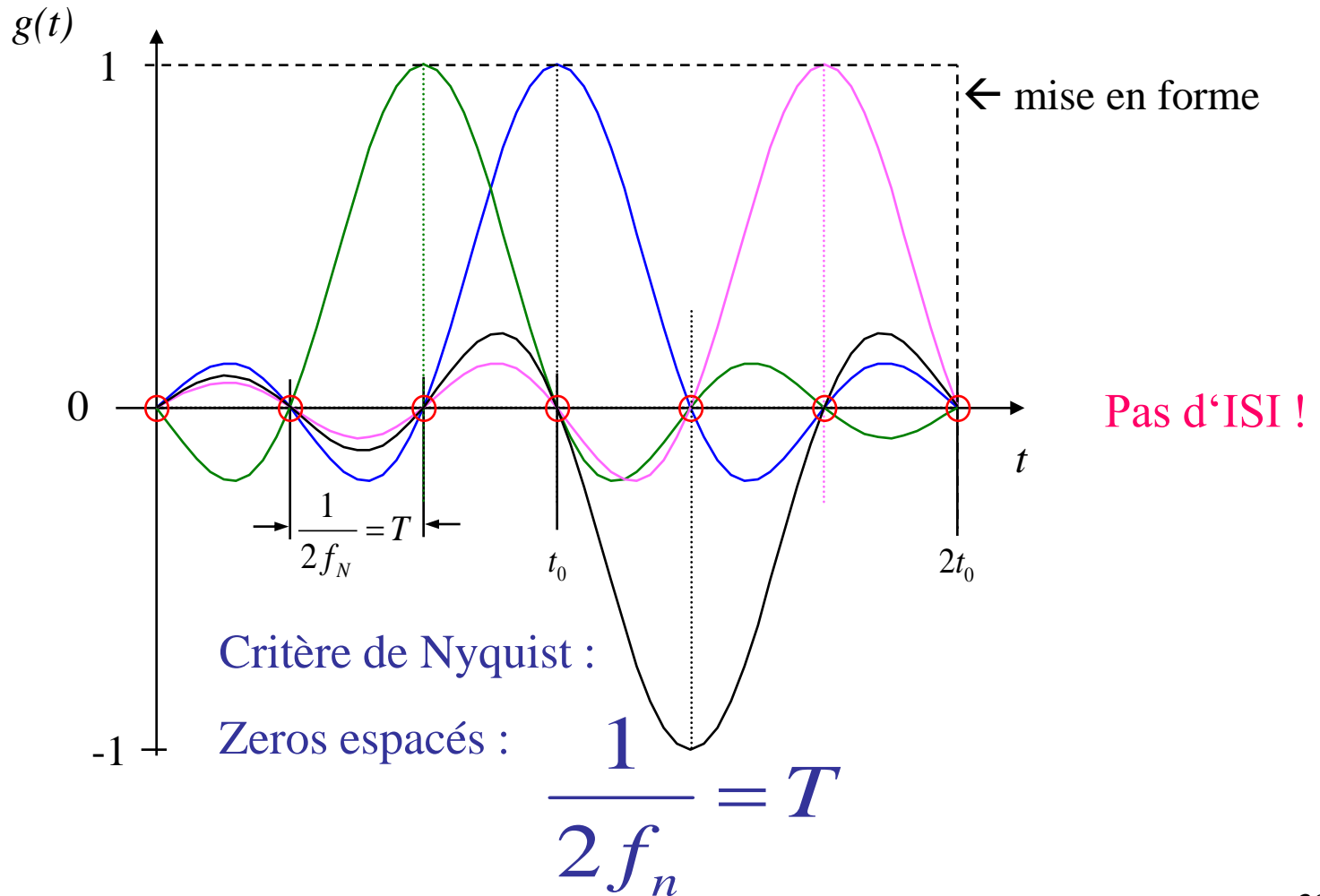
- Ce critère permet de garantir les interférences entre symboles nulles, avec un décodeur approprié

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

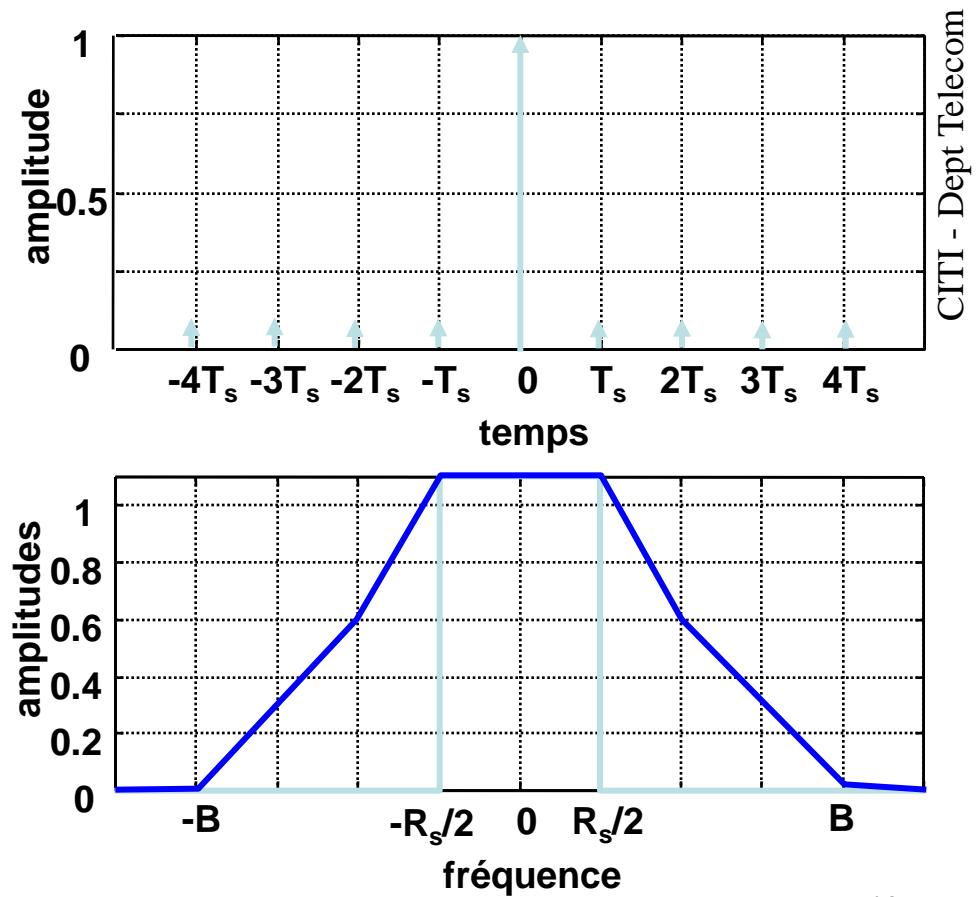


Le symbole idéal

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



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



CITI - Dept Telecom

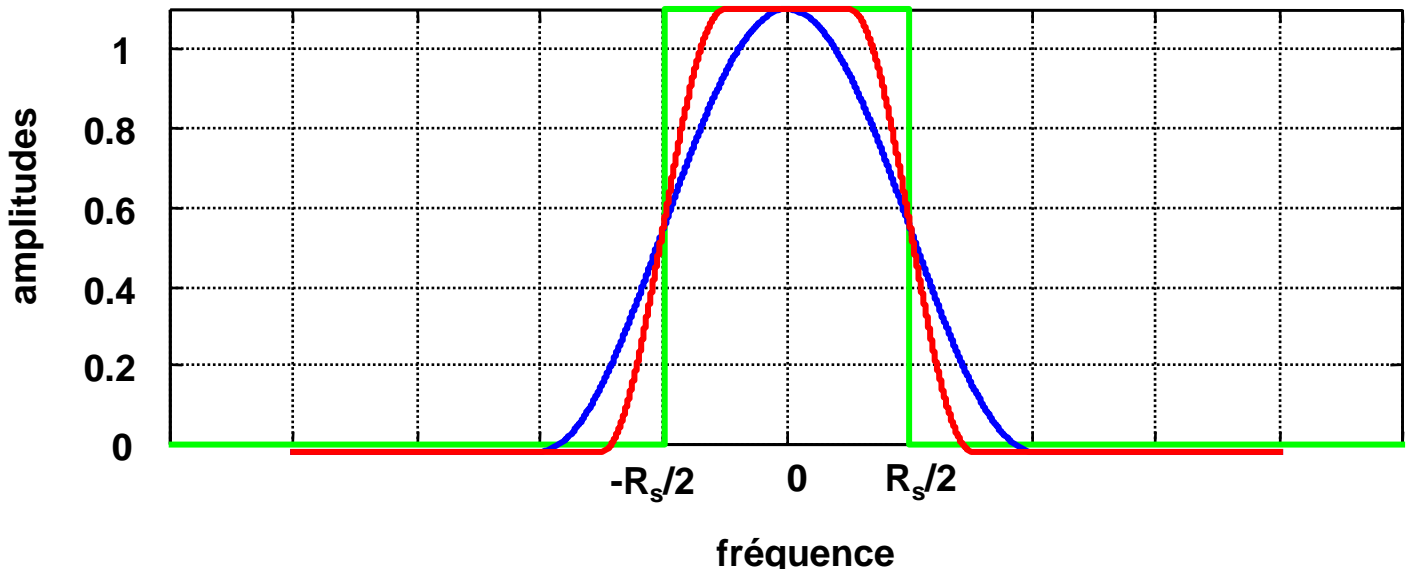
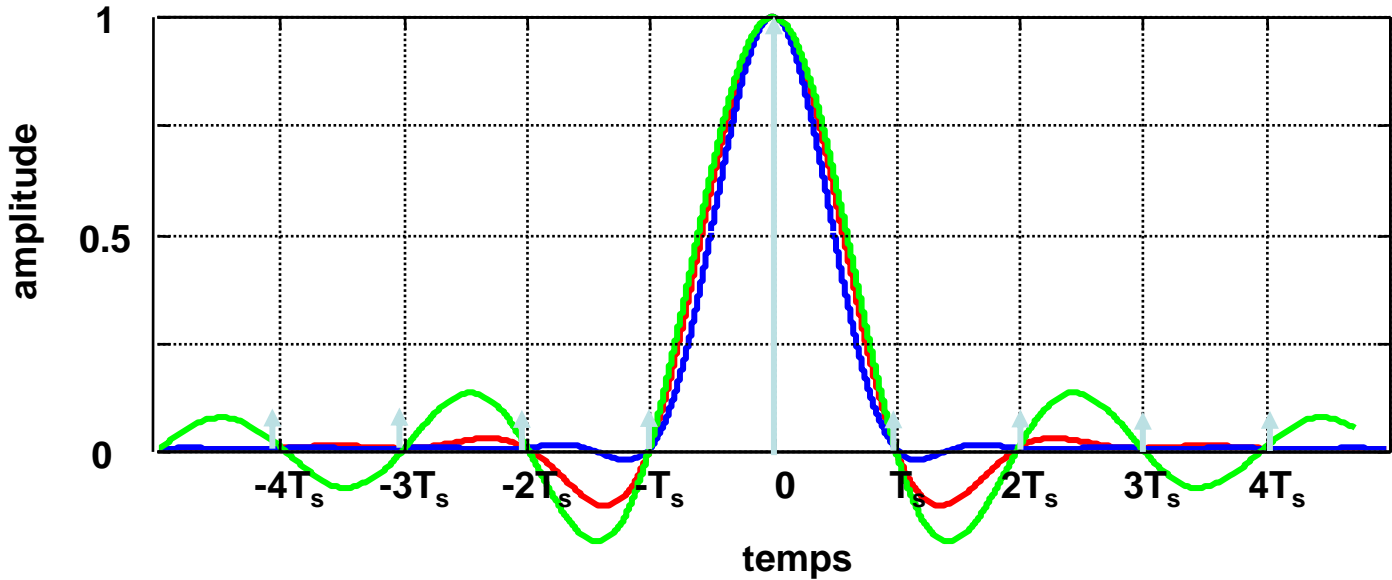
- Cosine rolloff filter
 - Garanti une IIS nulle

$$g_{rc0}(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} \cdot \frac{\cos(\pi \beta \cdot t/T_s)}{1 - (2 \beta \cdot t/T_s)^2}$$

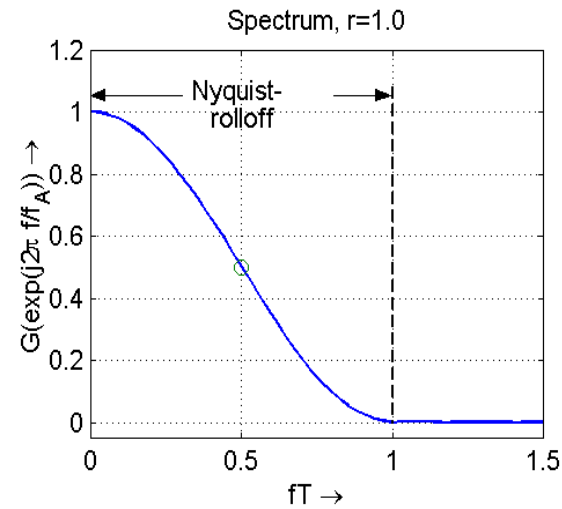
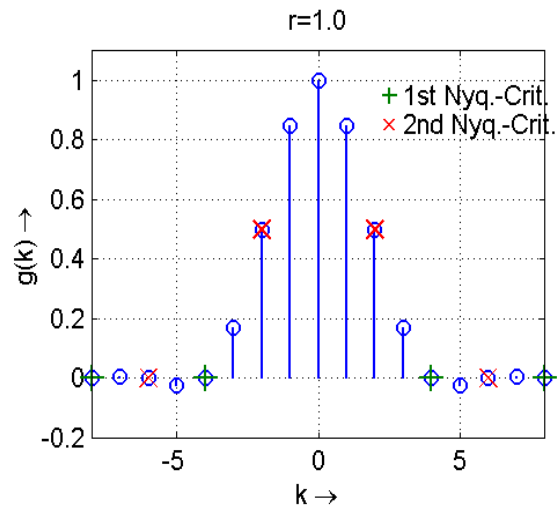
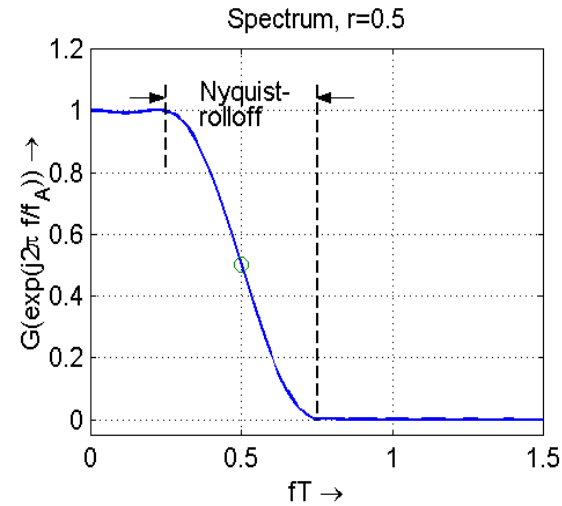
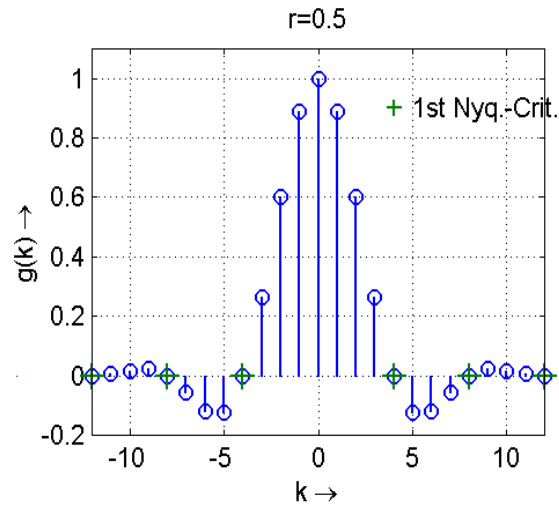
β : rolloff factor $0 \leq \beta \leq 1$

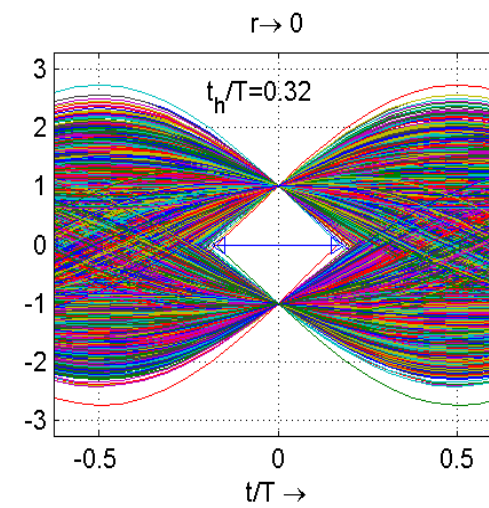
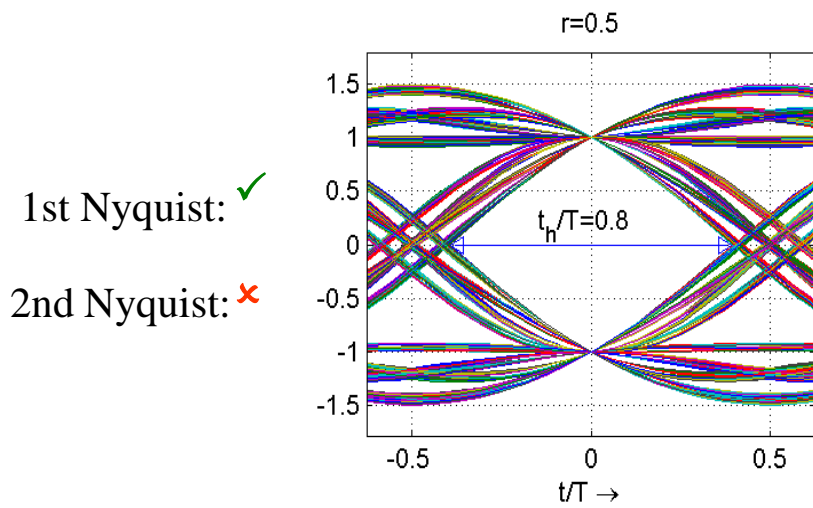
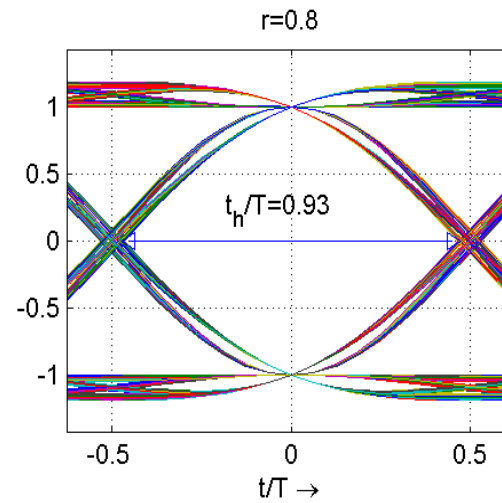
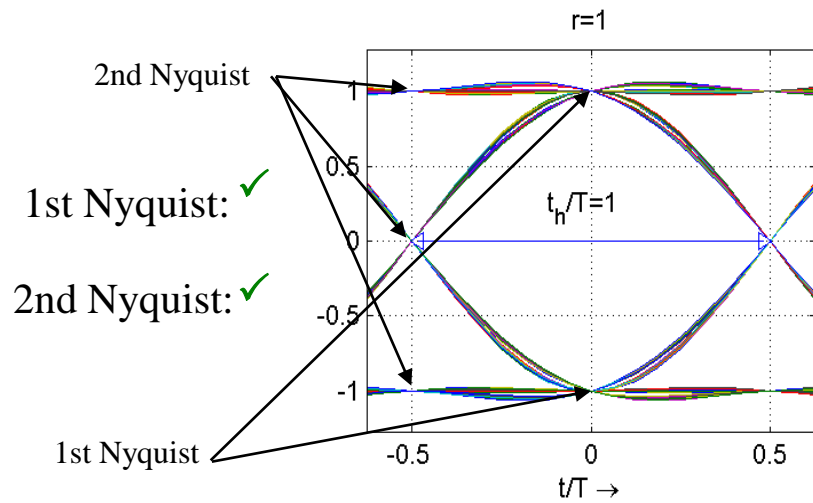
$$G_{rc0}(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 - \sin\left(\frac{\pi T_s}{\beta} \left(f - \frac{1}{2T_s}\right)\right) \right] & \text{si } (1-\beta)/2T_s \leq |f| \leq (1+\beta)/2T_s \\ 0 & |f| \geq (1+\beta)/2T_s \end{cases}$$

Représentation de la fenêtre cosinus amortie



- $r=0$: $W=R_s$
- $r=0.5$: $W=3/2R_s$
- $r=1$: $W=2R_s$





– Filtre gaussien

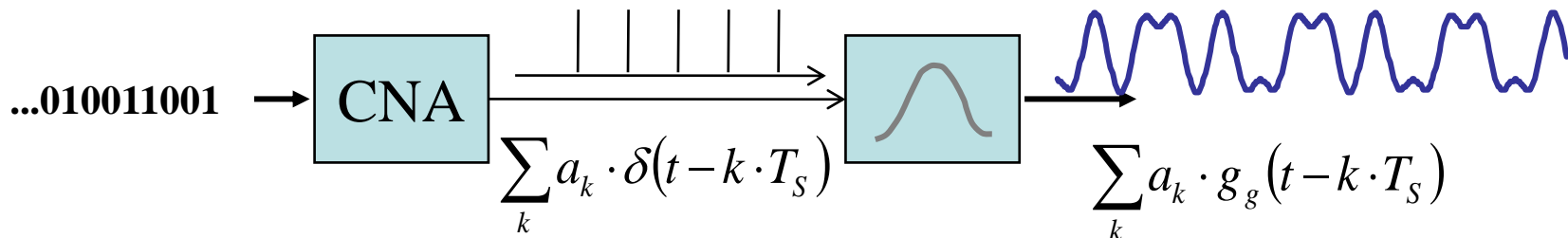
Ne respecte pas le critère de Nyquist, mais moins sensible aux non linéarités d 'amplification.

$$s_b(t) = \pm \delta(t - nT) * g_g(t)$$

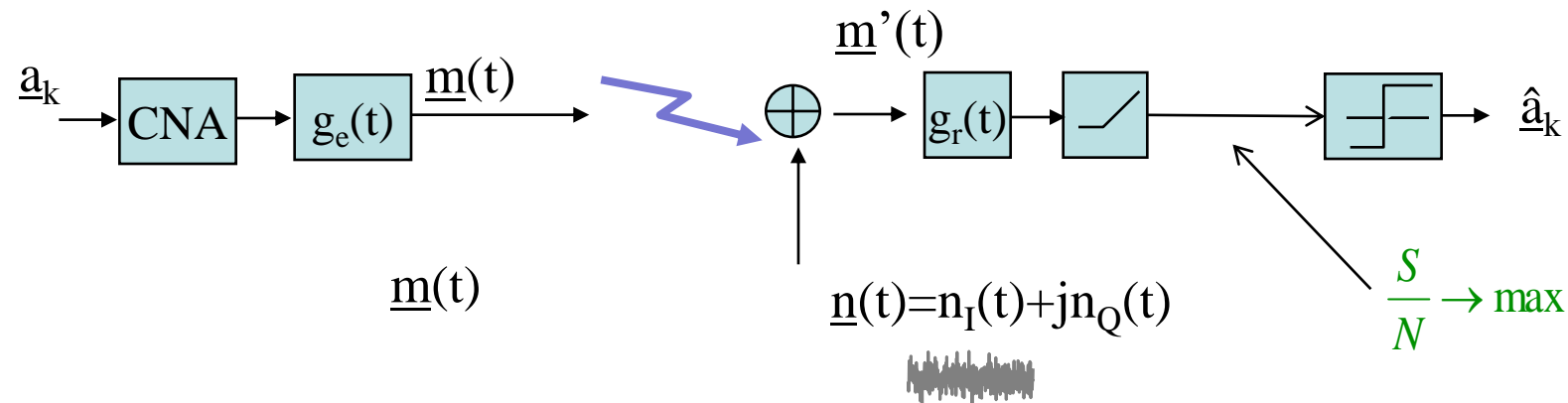
$$G_g(f) = \exp(-\alpha^2 f^2)$$

$$g_g(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right)$$

$$\alpha \approx \frac{1.17}{B_{-3dB}}$$

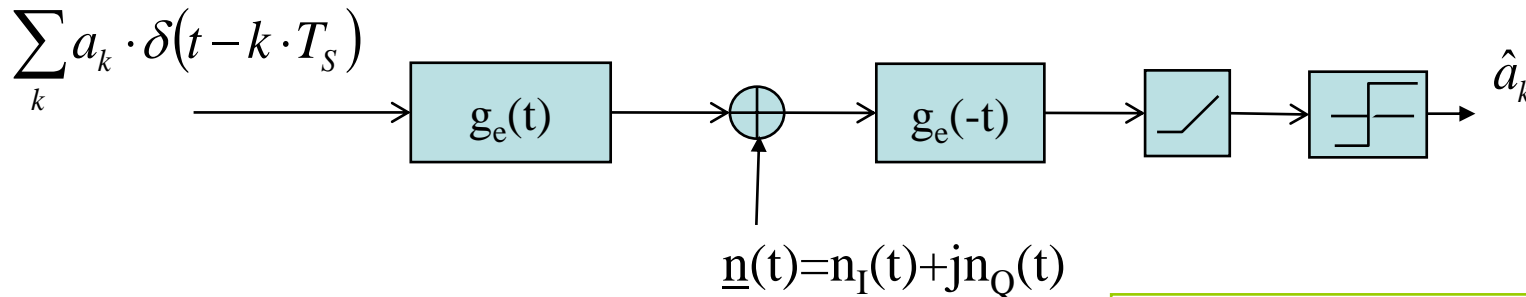


- Le filtre adapté (matching filter)
 - Optimiser le SNR en réception
 - Élimine le bruit hors bande, évite le repliement spectral



$$\frac{S}{N} = \frac{\Phi_{yy}(0)}{\Phi_{zz}(0)} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} g_r(\tau) g_e(T_0 - \tau) d\tau \right|^2 \cdot \Phi_{xx}(0)}{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} g_r(\tau) d\tau \right|^2 \cdot \Phi_{nn}(0)}$$

– La solution : $g_r(t) = g_e^*(-t)$



- Conséquence sur le filtre de canal : $g(t) = g_r(t) \otimes g_e^*(-t)$

C'est lui qui doit vérifier le critère de Nyquist
(root raised cosine , ou gaussien)

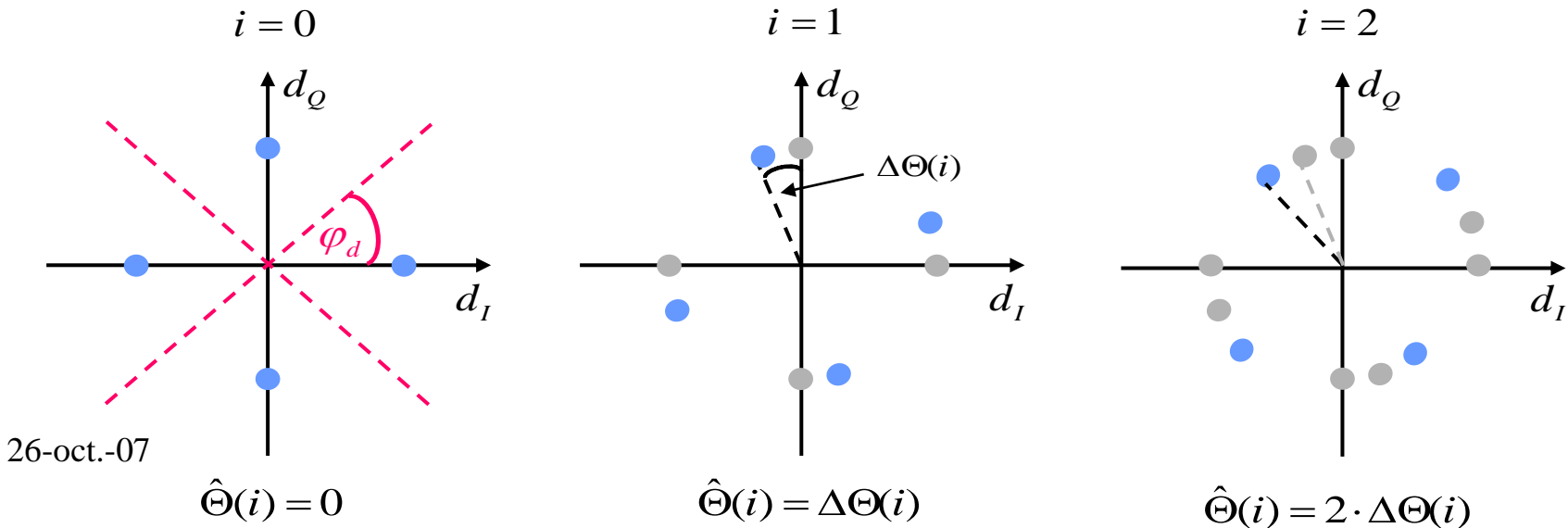
- On appelle parfois le filtre en réception, le filtre intégrateur ? Pourquoi? Étudiez le cas où le signal de mise en forme est rectangulaire.
- Impact sur le bruit : Est-ce toujours un bruit blanc ??? Conséquences ???

4–3. Synchronisation

- Les objectifs :
 - Récupération de la porteuse (boucles analogiques)
 - Récupération de la phase (déphasage dû à la propagation, aux oscillateurs, ...)
 - Récupération du rythme
- Deux étapes
 - Apprentissage (sur en-tête ou signal de synchro)
 - » Exemples...
 - Régime adaptatif : suivre le paramètre au cours du temps

- Récupération de porteuse

- Décalage de fréquence même léger → déphasage linéaire



- Résolution

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

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

- Phase d'apprentissage : à partir d'une séquence pilote, on détermine le décalage fréquentiel, puis on l'applique au reste de la séquence



– Récupération de rythme

- Idem : critère de minimisation de l'erreur de prédiction
- Attention reconstruction du signal complet possible par interpolation
Valable si Shannon respecté

Et résolution par :

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

- Algorithmes itératifs (type LMS)

OU

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

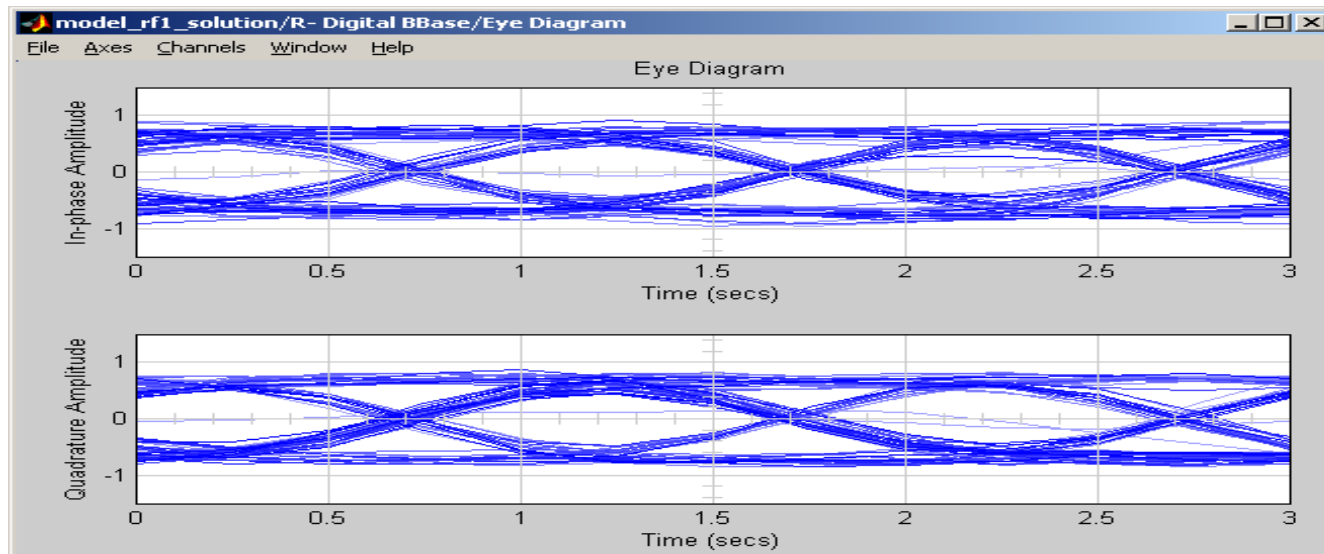


Schéma de principe d'un récepteur avec synchronisation analogique

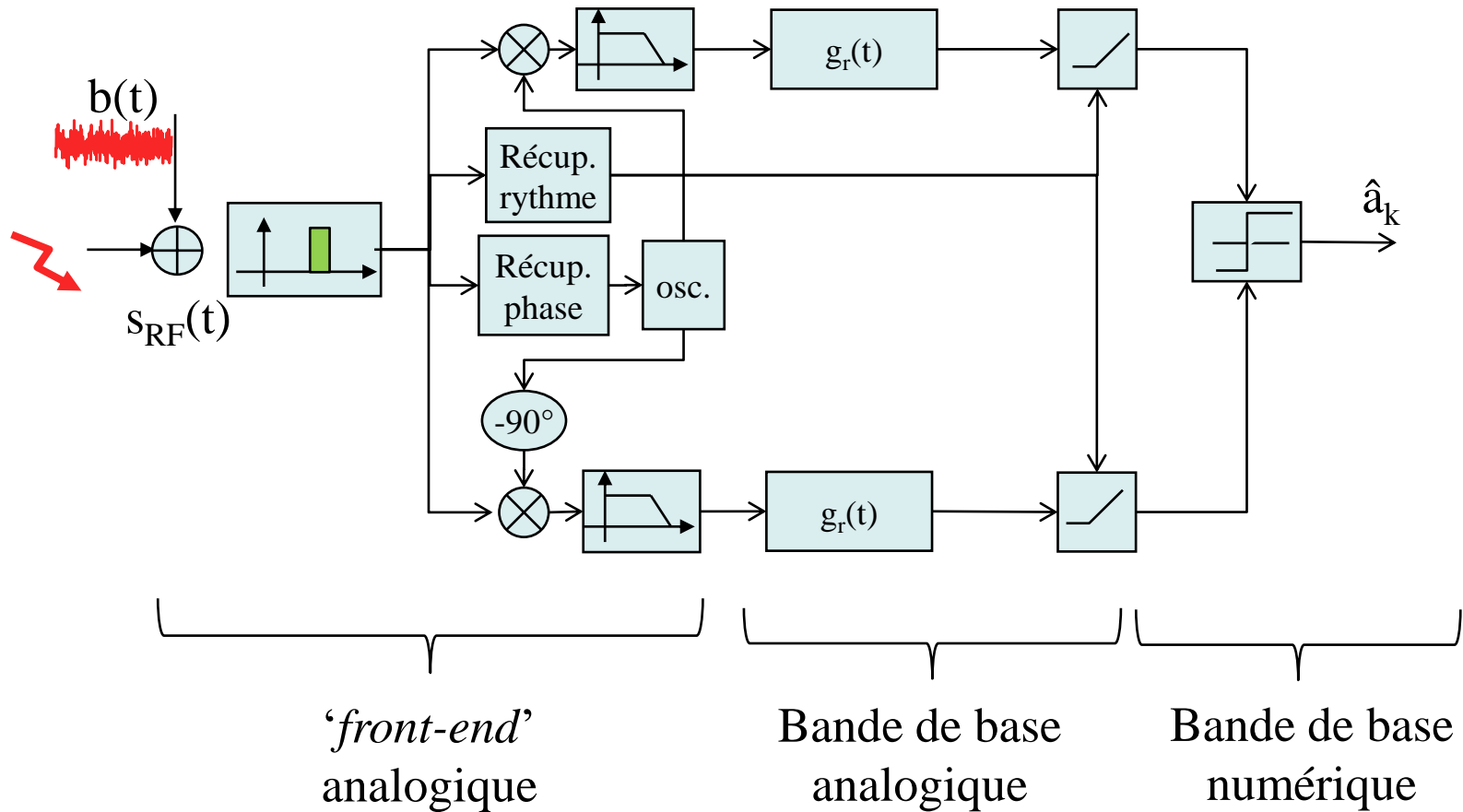
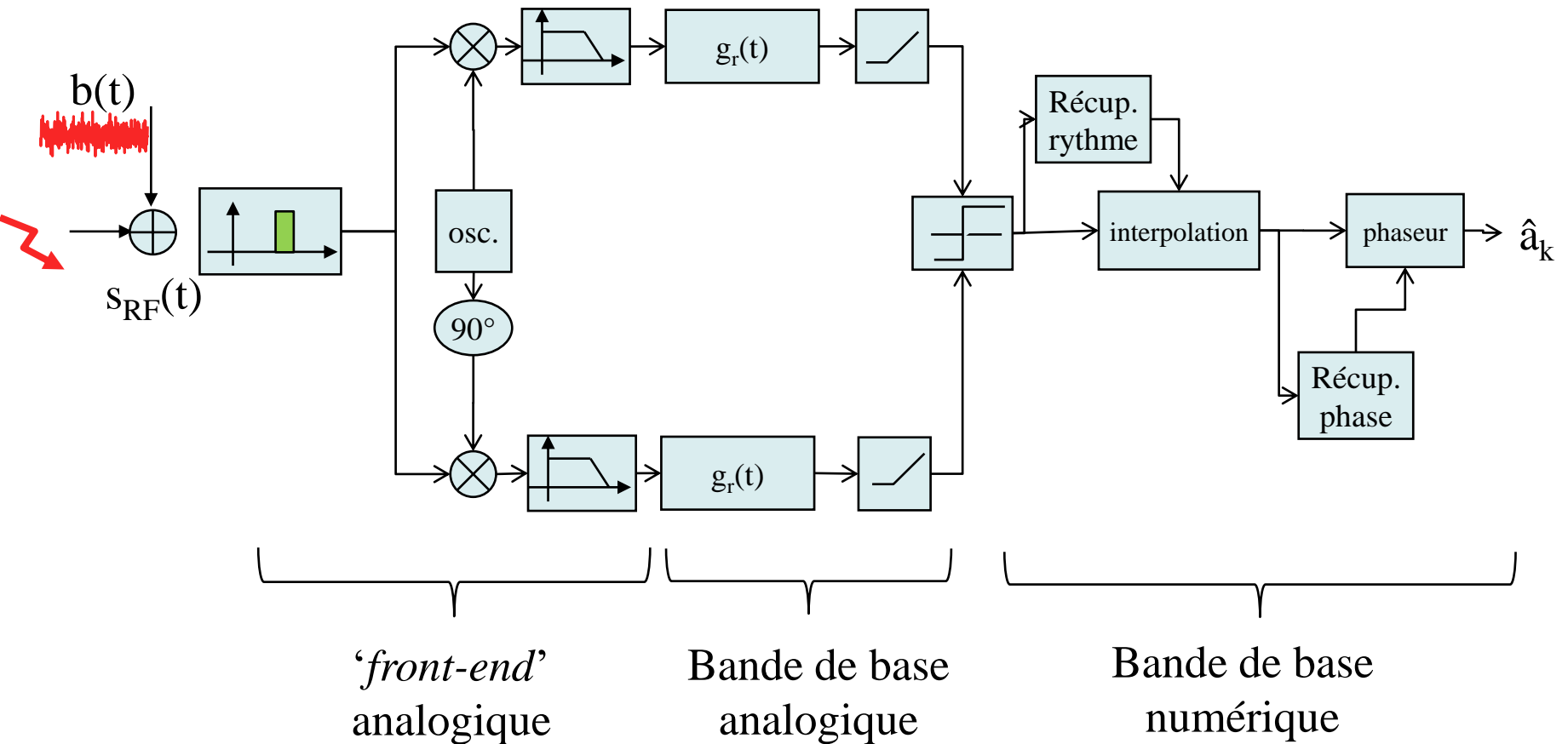


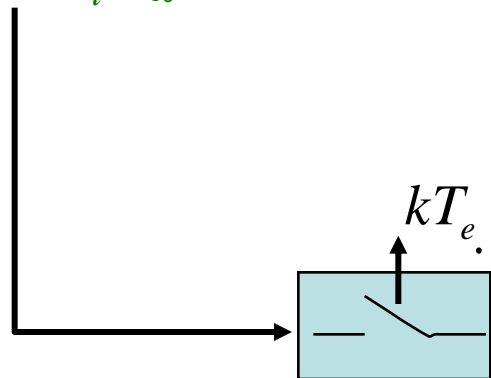
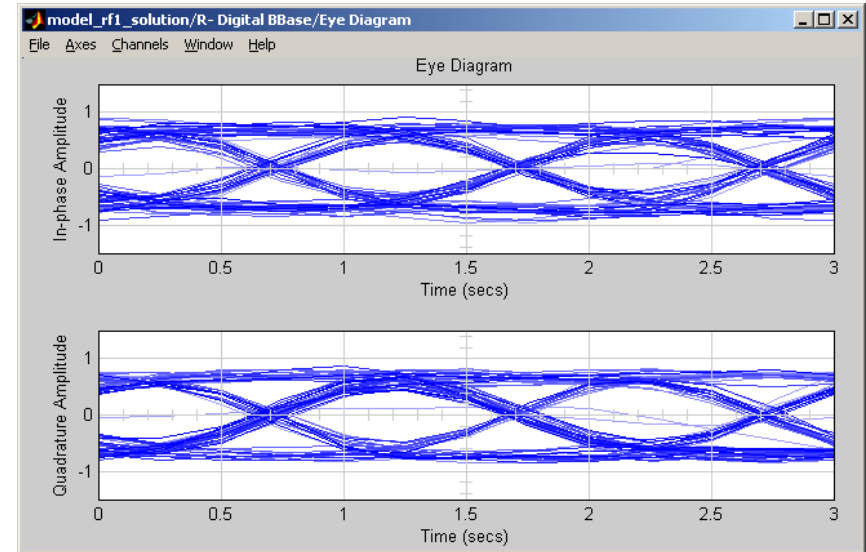
Schéma de principe d'un récepteur avec synchronisation numérique



4-4. Echantillonnage

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

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

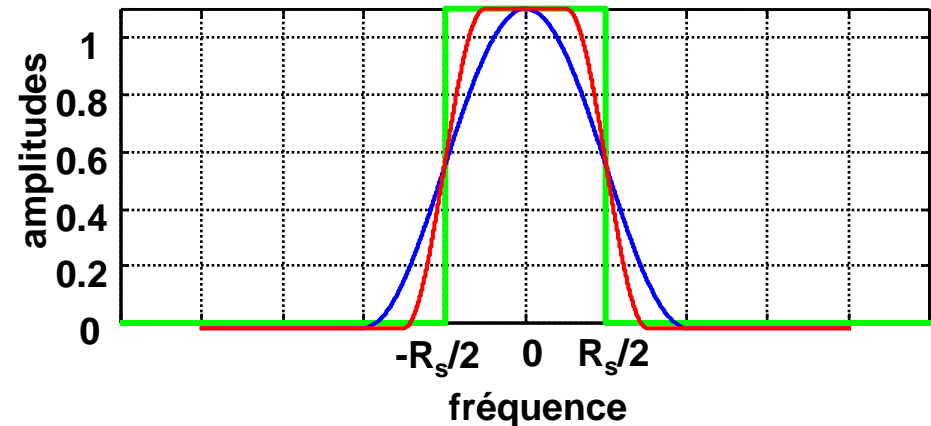
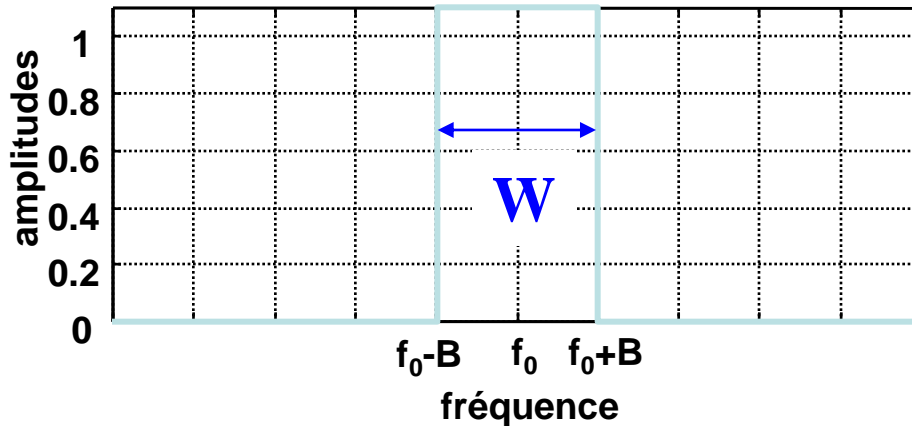


$$\tilde{x}_e(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d(i) \cdot g_{Tx}(kT_e - iT_s) + \eta(kT_e)$$

– Efficacité spectrale

- Définition : rapport entre le débit utile et la bande passante utilisée

$$\eta = \frac{R_b}{W} \text{ bps / Hertz}$$





- Capacité de canal : définition

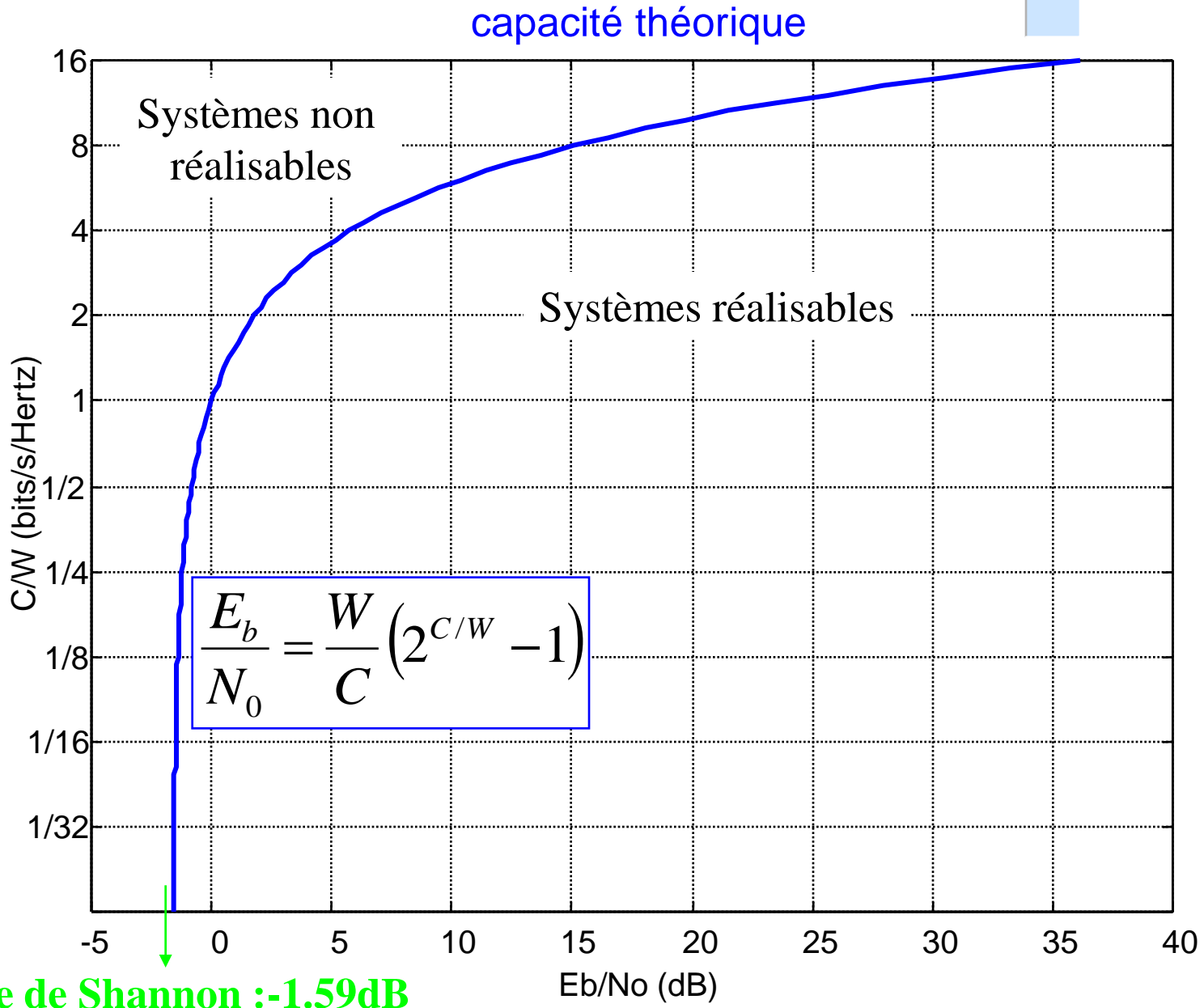
$$C = \max(R_s) \cdot \max(Nb)$$

- La capacité de Canal (Shannon-Hartley) :

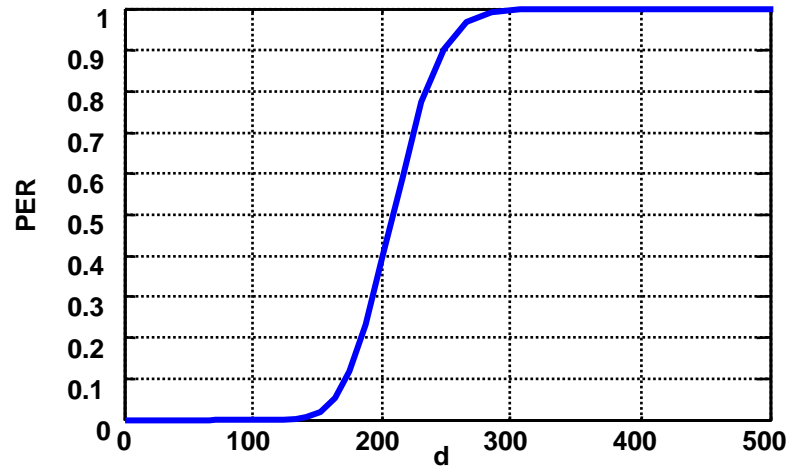
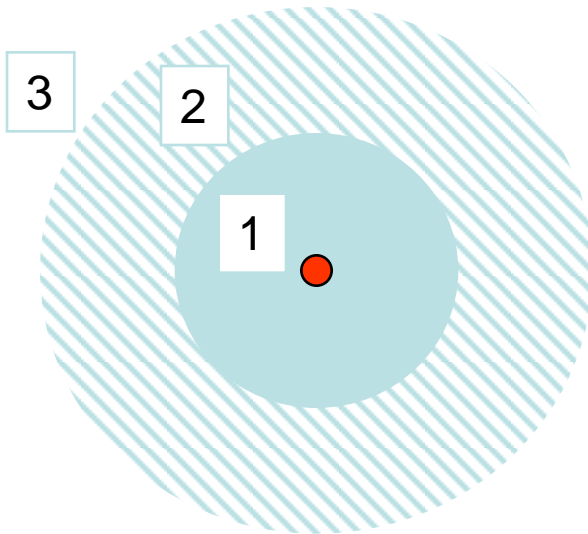
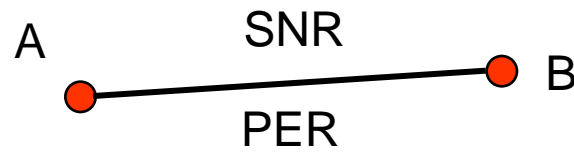
$$C = W \cdot \log_2(1 + SNR)$$

- dans un canal à bruit additif gaussien, il est possible de trouver une méthode de codage, telle que pour tout $R_b \leq C$, la transmission soit sans erreur
- c 'est une limite :
 - La méthode de codage n 'est pas précisée...
 - Elle peut être une méthode de codage sur une période infinie....

- Efficacité maximale : $\eta_{\max} = \log_2(1 + SNR)$

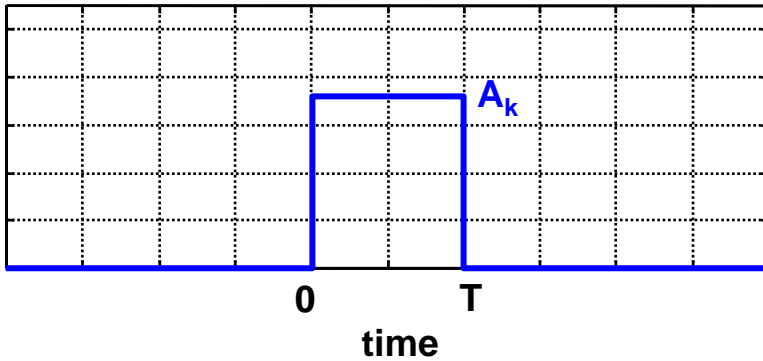


- Performances réelles



Puissance reçue

- Signal utile:

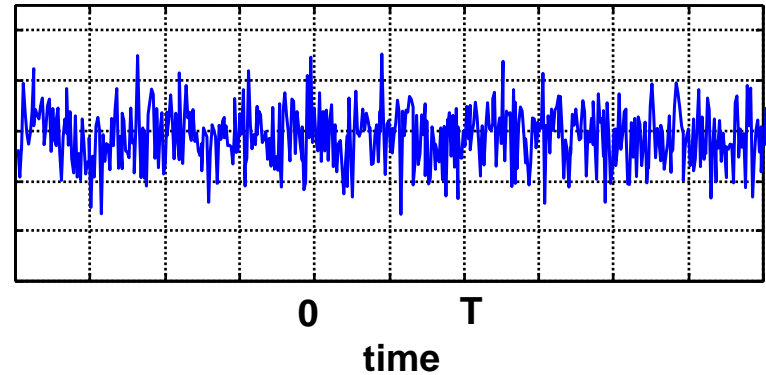


Puissance symbole : $S_k = A_k^2 / 2$

Energie reçue par bit :

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

- Puissance de bruit
 - Bruit BBAG



Puissance bruit : $N = \kappa \cdot T^\circ \cdot W = N_0 \cdot W$

Energie bruit par symbole :

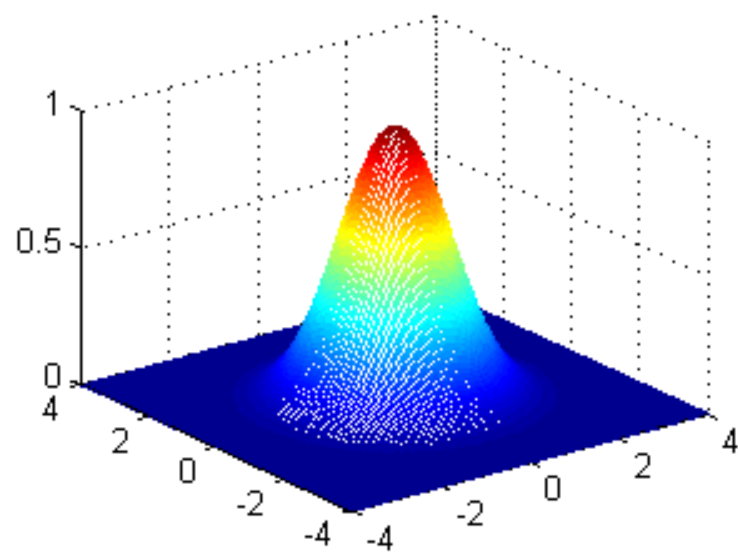
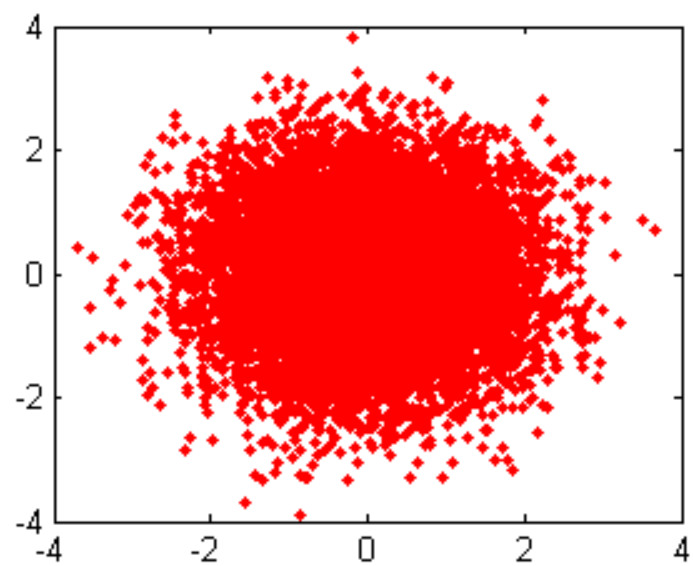
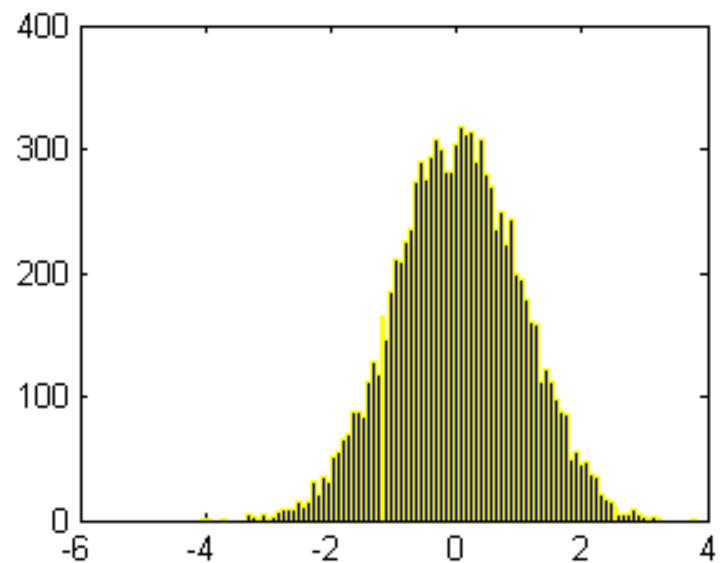
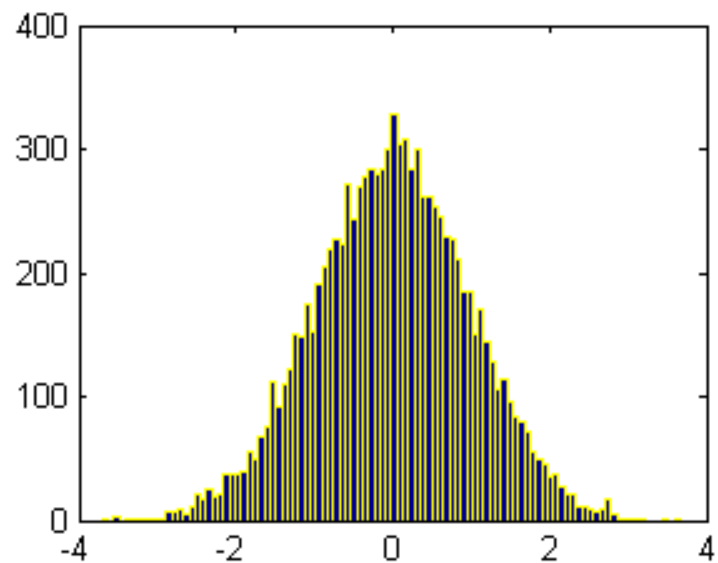
$$E_N = N_0 \cdot W \cdot T_s$$

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

$T_k = 290 \text{ K}$ (en réf. , T° en Kelvin)

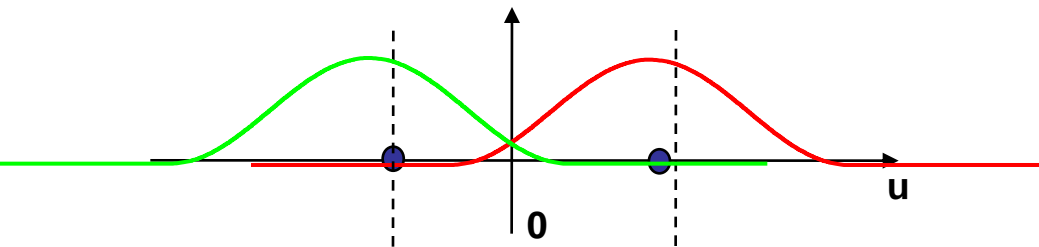
note : cas idéal:

$$T_s = 1/W \rightarrow E_N = N_0$$



– BER théorique pour une BPSK en canal BBAG

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

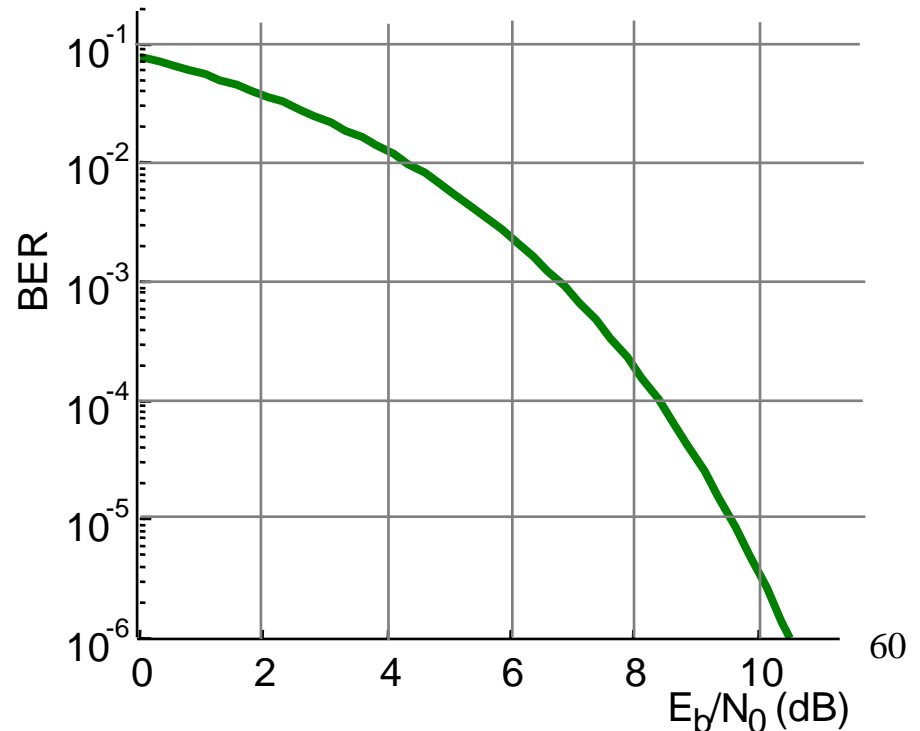


$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}}$$

$$p(x < 0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x_0}{\sqrt{2} \cdot \sigma}\right)$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2} \cdot du$$

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



• BER pour quelques fonctions usuelles

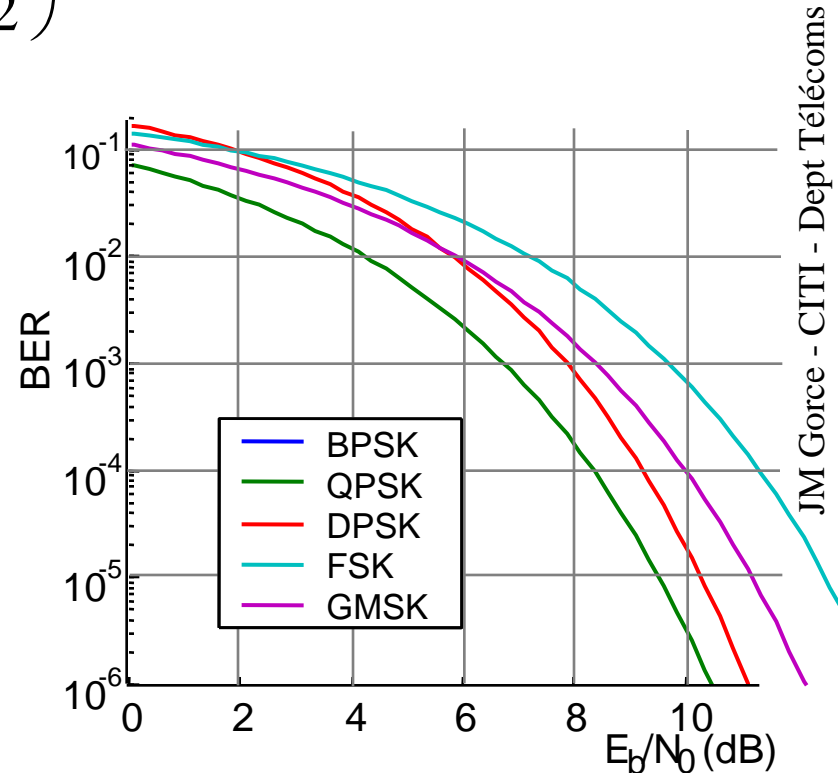
– Q-function : $Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)$

– BPSK / QPSK : $P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$

– DPSK : $P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$

– FSK : $P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$

– GMSK : $P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha \cdot E_b}{N_0}}\right)$ $\alpha = 0,68$ (GSM)



• Le taux d'erreur symbole (TES) peut souvent être approché par une fonction de la forme :

$$P_s = \alpha \cdot Q\left(\sqrt{k \frac{\langle E_s \rangle}{N_0}}\right)$$

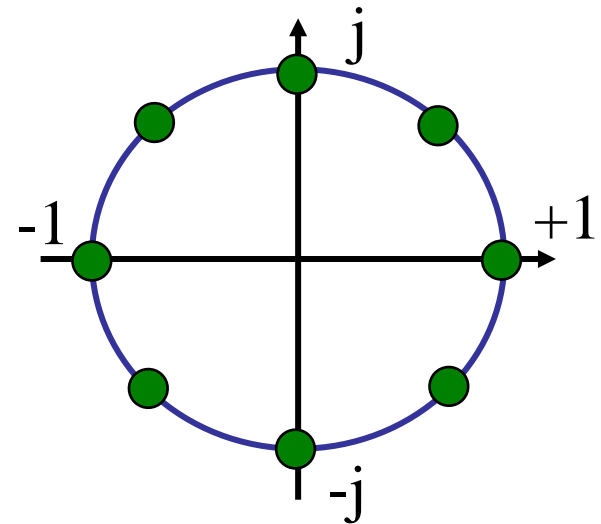
- Augmenter l'ordre de la modulation décroît la distance entre les points, à puissance constante :
 - Exemple : M-PSK

distance entre symboles:

$$d_M = 2\sqrt{E_s} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$$

Taux erreur symbole

$$P_s \leq 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2(M)}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) = 2Q\left(\sqrt{\frac{4E_s}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)$$



– Autres critères de performance

- Taux d'erreur symbole : exemple QPSK

- à fort RSB : $TEB = \frac{TES}{\log_2(M)}$

- Taux d'erreur paquet ou trame

TEP (PER, FER) :

- Sans codage :

$$P(E|p_b) = 1 - (1 - p_b)^N \approx 1 - N \cdot p_b$$

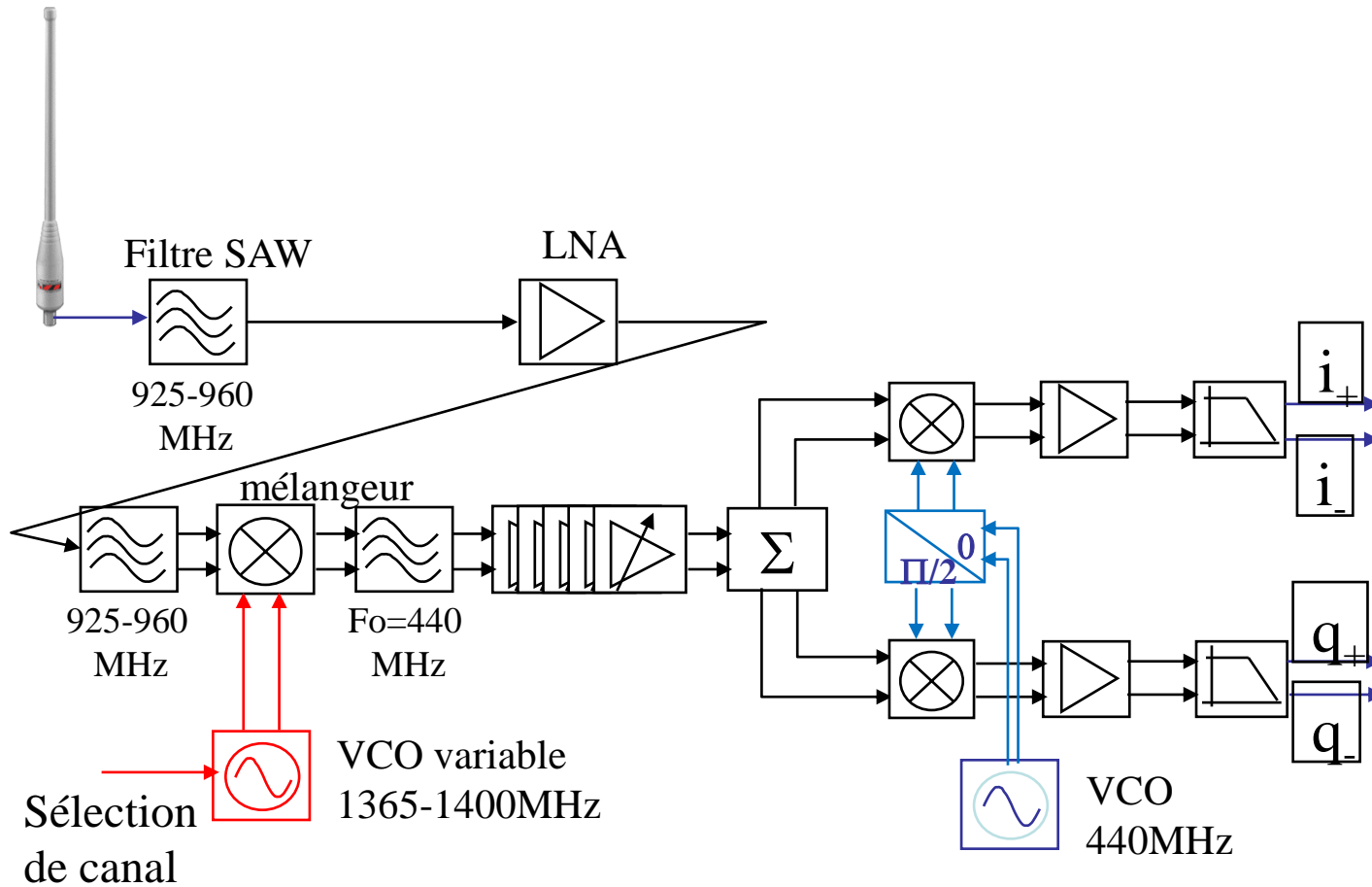
- Avec codage :

$$P(E|p_b) = \sum_{k=t+1}^N C_N^k \cdot p_b^k (1 - p_b)^{N-k}$$

t : capacité de correction

- Bilan de liaison
 - Permet de calculer/prédire/simuler les pertes moyennes sur le canal radio (prédiction de la puissance moyenne)
 - Se calcule à partir de la formule de Friiz
 - Les éléments : gain d'antenne, polarisation, affaiblissement de propagation
 - L'élément clé à calculer est le RSB (ou SNR) en réception
 - Le bruit est lié au récepteur. Il dépende la T° . Pour un récepteur non idéal, le facteur de bruit permet de préciser ses performances.
- Chaîne de communication
 - Élément clé : modulation numérique, avec 2 étapes :
 - formation du signal en bande de base (en grande partie numérique), à la cadence symbole → Capacité : ordre modulation x débit symbole
 - Formation du signal RF (analogique) : décalage autour de la porteuse choisie
 - Les éléments du récepteur :
 - décalage , synchronisation, échantillonnage, filtrageS, décodage

Synoptique d'un récepteur GSM



- Le récepteur élémentaire en bande de base

