

Bases d'électronique radiofréquences

ELEC220

G. Rodriguez-Guisantes
Dépt. COMELEC



16 Janvier 2015

Plan de la présentation

- Caractéristiques du canal radio ;
- Analyse et conception du Tx-Rx ;
- Modulation M-QAM - analyse théorique ;
- M-QAM et les distorsions ;
- Modulations *wideband*- l'OFDM ;

Caractéristiques du canal radio

Effets microscopiques du canal

Signal transmis :

$$s(t) = \text{Re}\{u(t).e^{j2\pi f_c t}\} = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

f_c porteuse - $u(t)$ BB avec B_s Hz.

Signal reçu :

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n u(t - \tau_n(t)).e^{j\{2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \phi_n^D\}} \right\}$$

$$\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_n^D,$$

$$r(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n u(t - \tau_n(t)).e^{-j\phi_n(t)} \right\}$$

Composantes du *fading*

n correspond à un chemin de longueur

$$L_n \rightarrow \tau_n = L_n/c$$

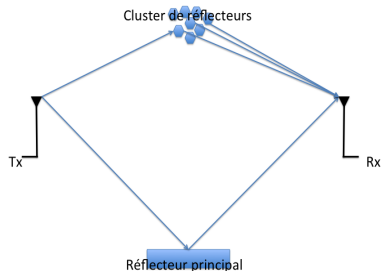
$\alpha_n(t)$ = atténuation.

$$\phi_n^D = \int 2\pi f_n^D(t) dt = \text{Doppler } f_c,$$

$$f_n^D(t) = \frac{v \cos \theta_n(t)}{\lambda},$$

$\theta_n(t)$ angle relatif à la direction du mouvement.

Les chemins sont *résolubles* si $|\tau_j - \tau_i| \gg B_s^{-1}$



Impact du *fading*

Si la dispersion des retards est petite comparée à $B_s^{-1} \sim T_s$
 \Rightarrow *narrowband fading* ;

Si la dispersion des retards est grande comparée à $B_s^{-1} \sim T_s$
 \Rightarrow *wideband fading* ;

Delay spread

La dispersion des chemins autour de la moyenne s'appelle *Delay spread* du canal $\rightarrow T_m$.



Modèle *narrowband*

Dans ce cas $T_m \ll T_s$.

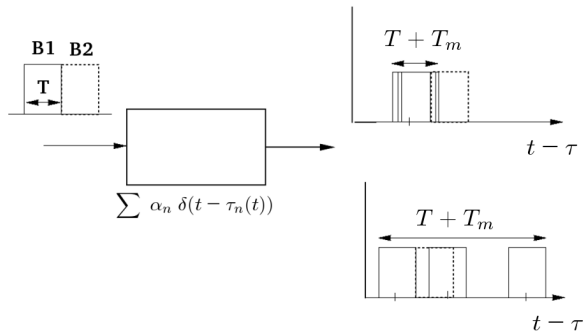
Si τ_i représente le i -ème retard, alors $\tau_i \leq T_m$:

$$u(t - \tau_i) \simeq u(t).$$

$$r(t) = \text{Re} \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right)}_{A(t)} \right\}.$$

Modèle *wideband*

Dans ce cas $T_m \gg T_s$.



Conclusion : si $T_m \gg T_s \rightarrow \text{IES}$

L'effet Doppler

Cet effet traduit la variabilité du canal dans le temps :

La dispersion moyenne de la fréquence autour de la porteuse s'appelle *Doppler spread* B_D du canal

On appelle **Temps de Cohérence** du canal, la durée d'un cycle complet de la dynamique induite par le Doppler.

$$T_c \approx 1/B_D$$



Resumé

Delay Spread - T_m

La dispersion des retards donne une bonne idée des caractéristiques dispersives du canal dans le temps.

Doppler Spread - B_D

La dispersion Doppler donne une bonne idée de la variabilité du canal dans le temps.

Paramètres

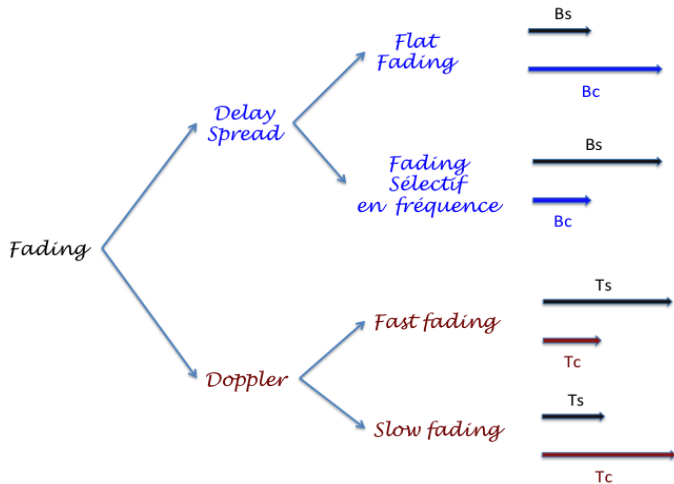
Dispersion moyenne \leftrightarrow Bande de cohérence

$$T_m \leftrightarrow B_c$$

Temps de Cohérence \leftrightarrow Dispersion Doppler

$$T_c \leftrightarrow B_D$$

Résumé des modèles de canaux RF



Etat de l'art

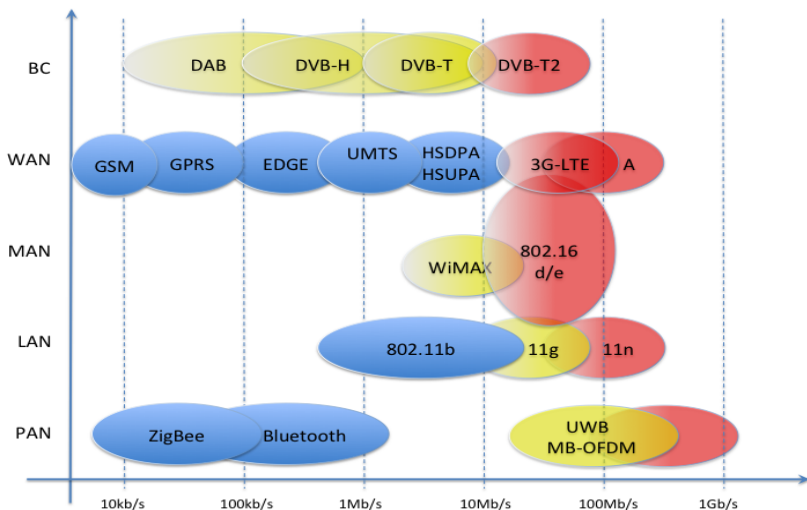




Schéma de Tx-Rx

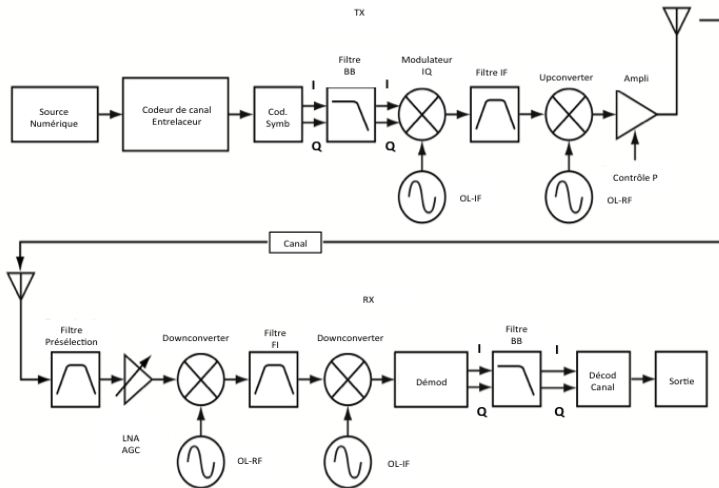




Schéma de Tx-Rx

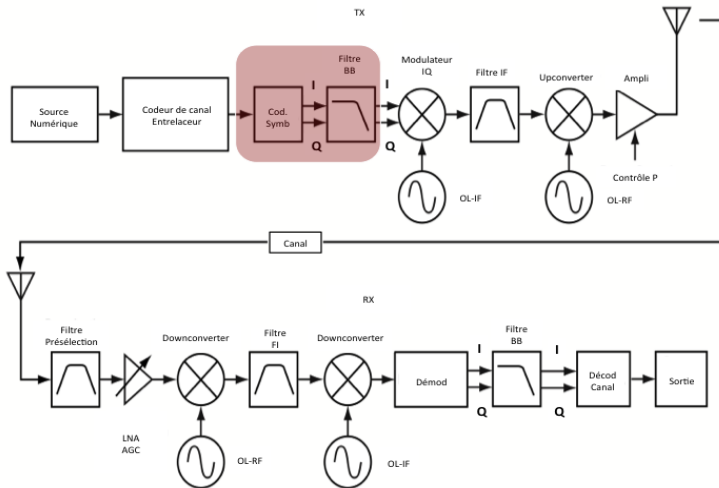




Schéma de Tx-Rx

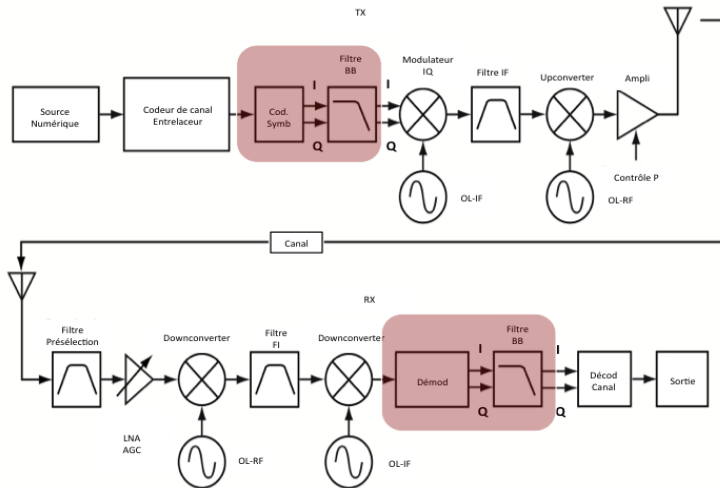
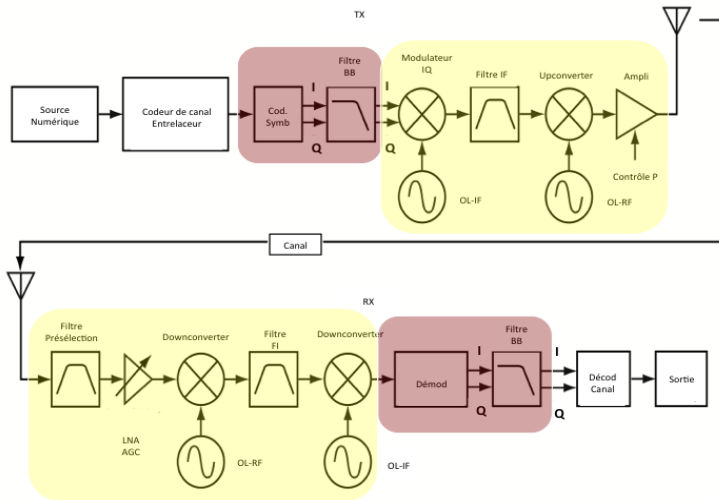




Schéma de Tx-Rx



Modulation en bande de base

Signal transmi :

$$s(t) = \text{Re}\{u(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} = I(t) \cos(2\pi f_c t) + j \cdot Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

f_c porteuse - $u(t)$ signal en bande de base.

$$u(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$$

Représentation complexe du signal porteur d'information

$I(t)$ – composante en phase

$Q(t)$ – composante en quadrature

Modulation en bande de base

Modulation numérique : construire $u(t)$ en fonction des changements d'états d'une source d'information.

Approche intuitive :
 $\{\alpha_n\}$ séquence d'états de la source $\rightarrow u(t)$ superposition d'impulsions élémentaires !

Exemple :
 \mathcal{S} source binaire maxentropique, $\{\alpha_n\} = \dots 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ \dots$

$$\{a_n\} = \dots -A \ +A \ +A \ -A \ -A \ +A \ \dots$$

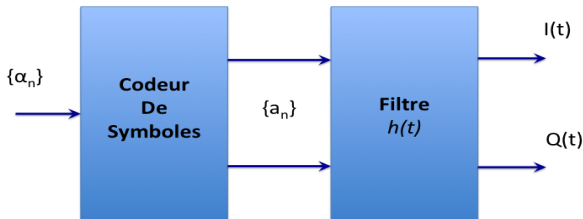
$$u(t) = \sum_n a_n \cdot h(t - nT)$$



Modulation en bande de base

$u(t)$ est construit en deux phases :

- bits \rightarrow amplitudes ;
- amplitudes \rightarrow forme d'onde (grâce à $h(t)$).



Dans l'exemple pré-cité : $I(t) = \sum_n a_n \cdot h(t - nT)$, $Q(t) = 0$.

Modulation en bande de base

Le choix de $\{a_n\}$ est conditionné par :

- la simplicité de l'architecture du modulateur ;
- l'efficacité spectrale ($\eta = D/BW$) ;
- la simplicité de l'architecture du Rx ;
- la simplicité de synchronisation ;
- la performance en P_b ;
- la robustesse aux imperfections de l'architecture RF.

Modulation en bande de base

Le choix de $\{h(t)\}$ est conditionné par :

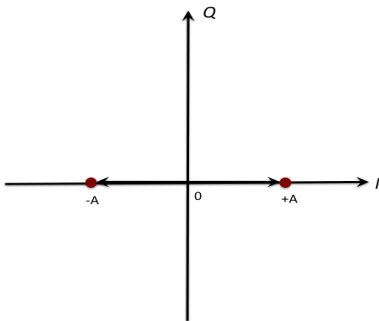
- la simplicité de la mise en forme du filtre (analogique ou numérique) ;
- l'efficacité spectrale ($\eta = D/BW$) ;
- l'interférence entre symboles (Nyquist) ;
- la performance de l'amplificateur de puissance ;
- le rapport pic-moyenne du signal modulé.

Description vectorielle des $\{a_n\}$

Les amplitudes $\{a_n\}$ représentent des nombres réels ou complexes

Dans le cas précédent : $0 \rightarrow -A$ $1 \rightarrow +A$

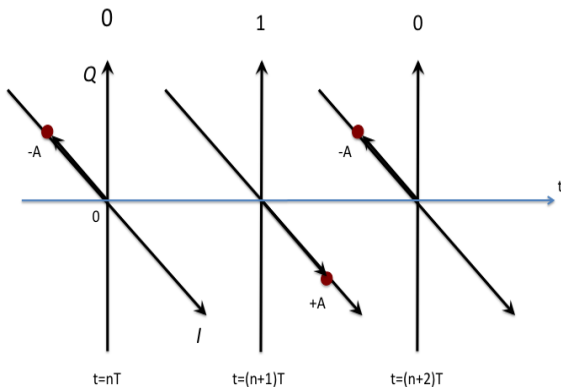
Dans le plan complexe $I - Q$ cette modulation peut être représentée par :



Description vectorielle des $\{a_n\}$

Chaque « vecteur » véhicule 1 bit d'information

Un seule dimension complexe est requise pour « transporter » ce bit



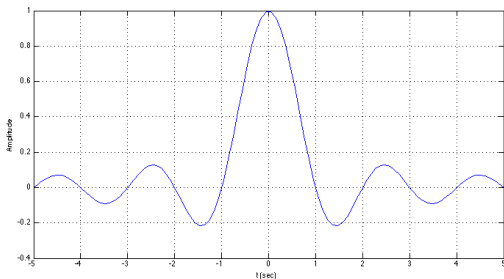
Description vectorielle de $u(t)$

Le filtre $h(t)$ assure le « lien » temporel entre les « vecteurs » discrets.

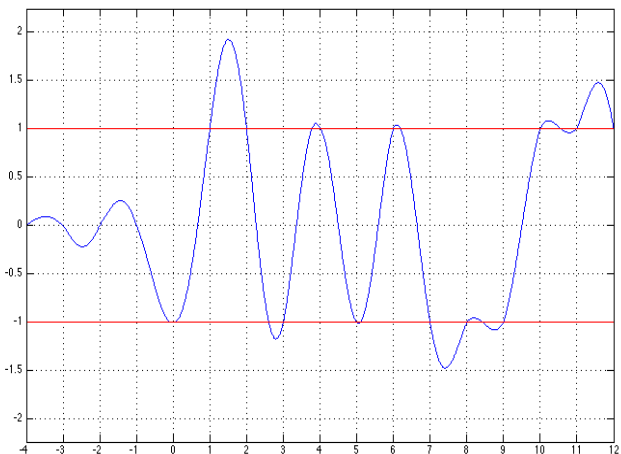
Deux façons de construire $h(t)$:

- $h(t)$ à support temporel fini $\rightarrow h(t) \neq 0 \quad t \in [0, T)$;
- $h(t)$ Nyquist.

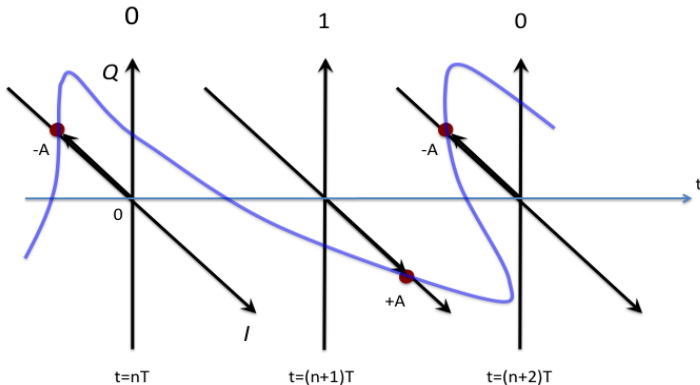
$$h(nT) = \begin{cases} 1 & \text{pour } n = 0 ; \\ 0 & \forall n \neq 0. \end{cases}$$



Description vectorielle de $u(t)$



Description vectorielle de $u(t)$

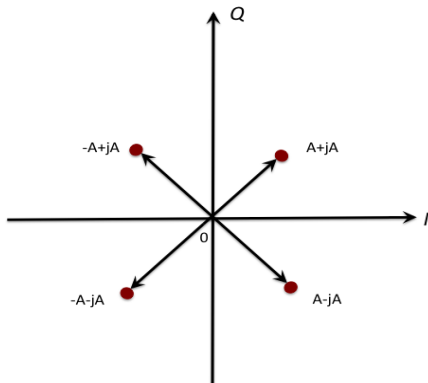




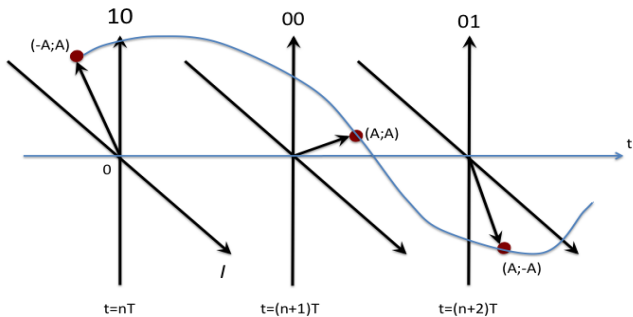
$$u(t) \in \mathcal{C}$$

$$u(t) = \sum_n a_n \cdot h(t - nT)$$

$$a_n = \{A + jA; -A + jA; -A - jA; A - jA\}$$



$$u(t) \in \mathcal{C}$$



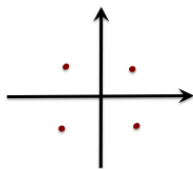
○○○○
○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○●○○

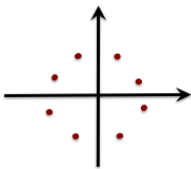
○○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○
○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

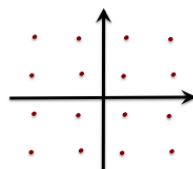
Généralisation à l'ordre M



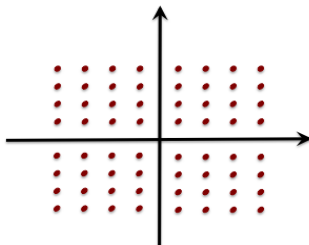
4-PSK



8-PSK



16-QAM



64-QAM

Avantages de l'ordre M

Chaque symbole complexe transporte :

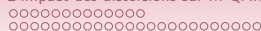
$$N = \log_2 M \text{ bits}$$

$$T_s = N.T_b$$

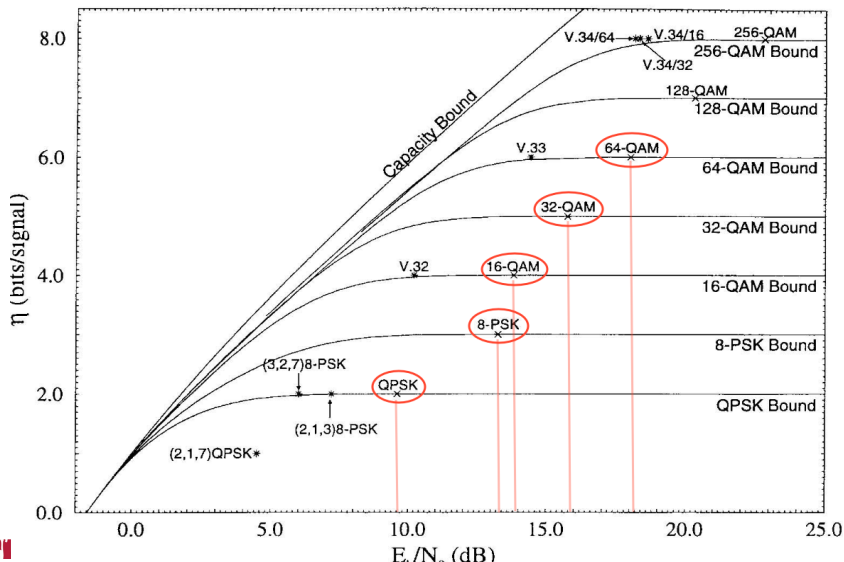
$$R = \frac{D}{N}$$

des économies significatives de B_w !

Malheureusement, **augmentation significative de E_b/N_0**
pour atteindre les mêmes performances !



Efficacité spectrale





Modulation M-QAM - analyse théorique

Signal émis

$$s(t) = \sum_n a_n h_t(t - nT)$$

Signal reçu

$$r(t) = \sum_n a_n h_{Rx}(t - nT) + b(t)$$

où

$$h_{Rx}(t) = h_t(t) * h_c(t) * h_r(t)$$

Signal reçu échantillonné

$$r(kT + \tau) = \sum_n a_n h_{Rx}(kT + \tau - nT) + b(kT + \tau)$$

Modulation M-QAM - analyse théorique (2)

$$r(k) = \sum_n a_n h_{Rx}(k-n) + b(k)$$

$$r(k) = \underbrace{h_{Rx}(0) \cdot a_k}_{\text{symbole } k} + \underbrace{\sum_{n \neq k} a_n h_{Rx}(k-n)}_{\text{IES}} + \underbrace{b(k)}_{\text{bruit}}$$

$$\sum_k H_{Rx}\left(f + \frac{k}{T}\right) = T \cdot h_{Rx}(0)$$

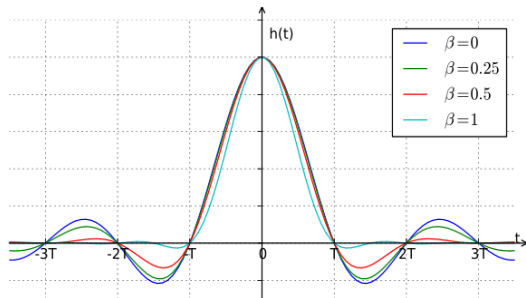
$$H_{Rx}(f) = \begin{cases} T & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1}{2T} \end{cases}$$

Modulation M-QAM - analyse théorique (3)

$$H_{Rx}(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left(1 - \sin\left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(f - \frac{1}{2T}\right)\right]\right) & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T}. \end{cases}$$

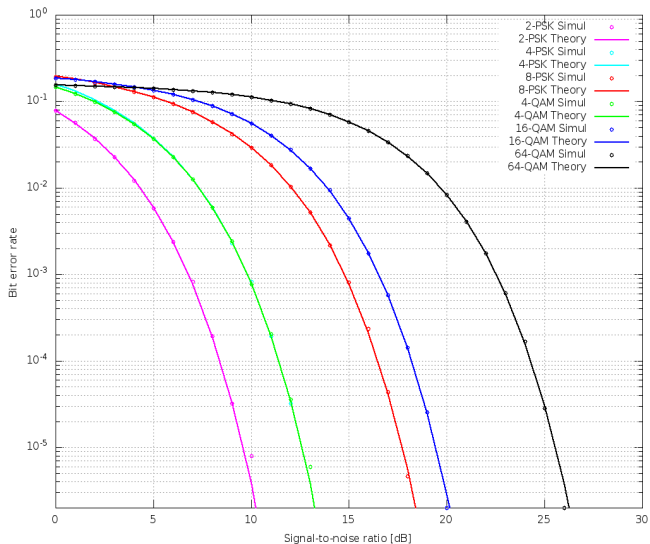
Filtre en cosinus surélevé

$$h_{Rx}(t) = \frac{\cos(\alpha\pi t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \operatorname{sinc}(t/T).$$

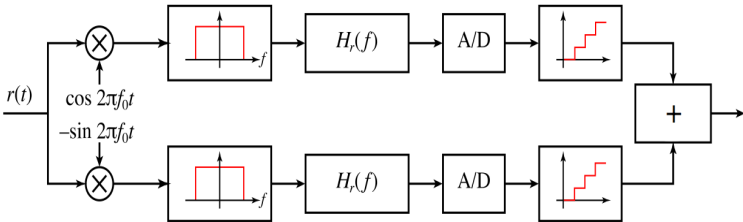
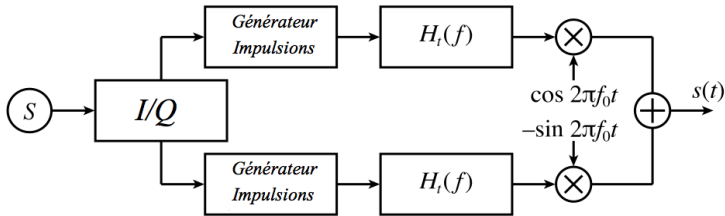




Modulation M-QAM - Performance en BABG



Modulation M-QAM - Structure de Tx/Rx



Les distorsions

Les sources de distorsion :

- distorsions linéaires dues au canal ;
- les distorsions du Tx ;
- les distorsions du Rx.

Distorsions du canal sur la M-QAM

Possibles sources de distorsion :

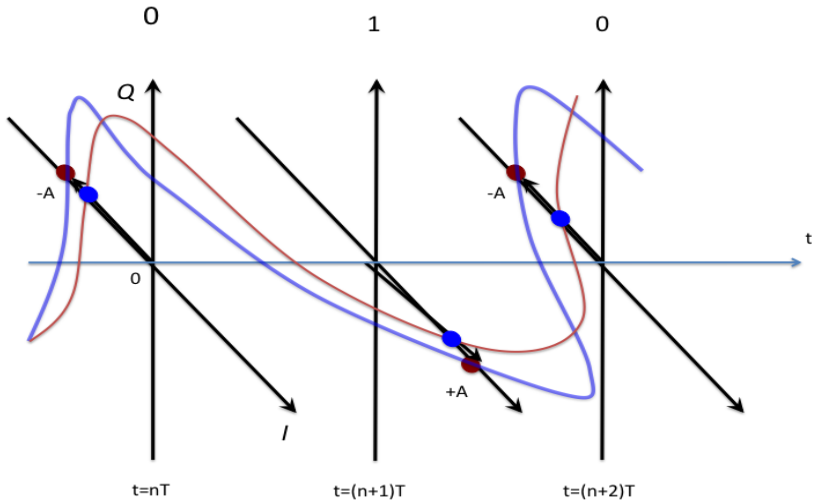
- limitation en bande du canal ;
- sélectivité en fréquence due au *fading* ;

Si $B_c \lll \frac{1}{T}$ alors IES !

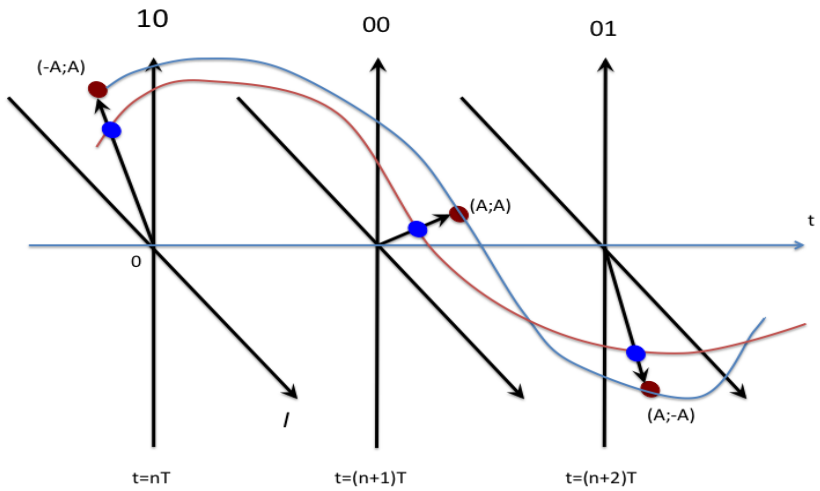
Comment se traduit l'IES sur le signal transmis ?

Aux instants idéaux d'échantillonnage, le signal **n'est pas au RV !**

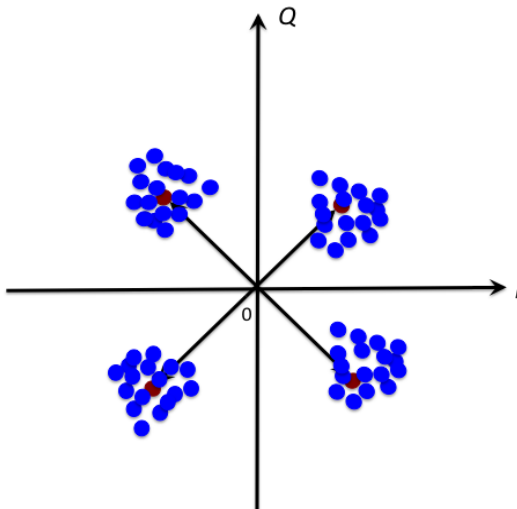
Un exemple - BPSK



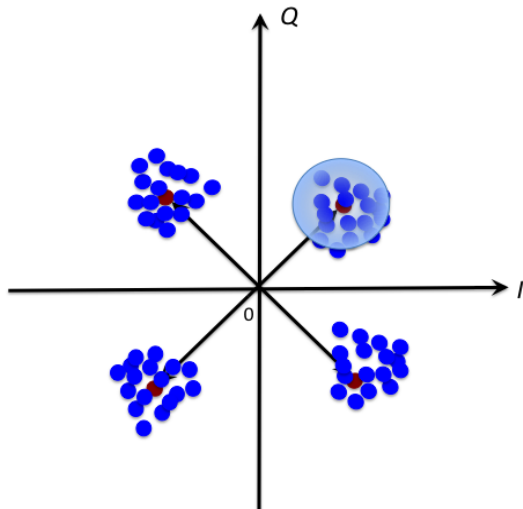
Un exemple - QPSK



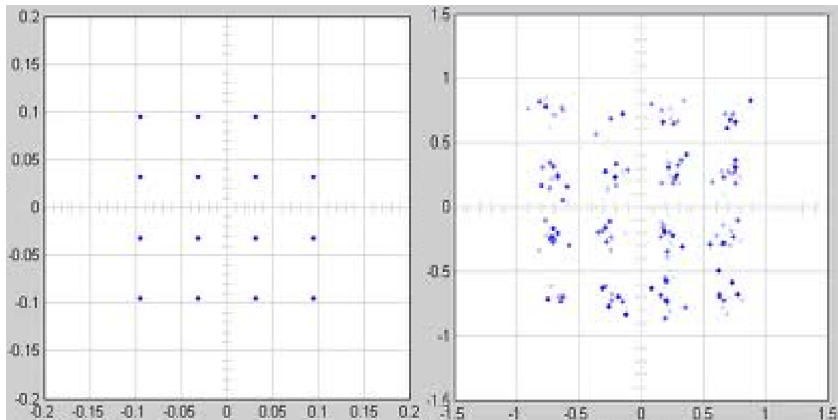
Impact de l'IES - Diagrammes de dispersion

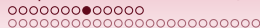


Impact de l'IES - Diagrammes de dispersion

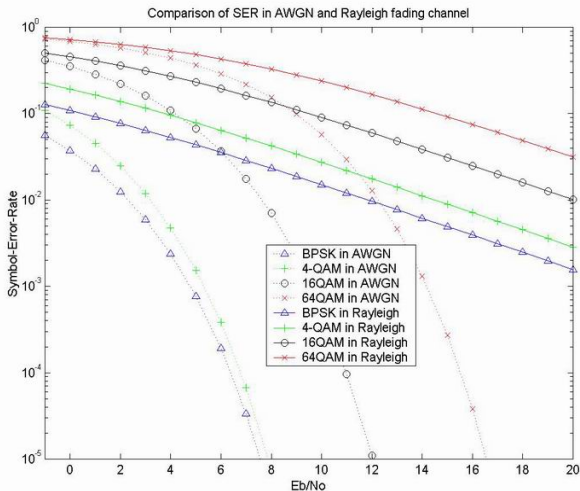


Diagrammes de dispersion - 16-QAM





P_{symb} - M-QAM en canal de Rayleigh



L'égalisation

L'idée de l'égalisation consiste à supprimer la distorsion induite par le canal

Deux façons de traiter le problème :

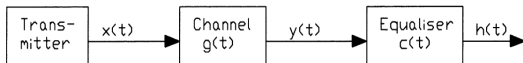
- filtrage dans le domaine de la fréquence ;
- convolution dans le temps avec la bonne réponse impulsionnelle.

Trois techniques sont fréquemment utilisées dans la pratique :

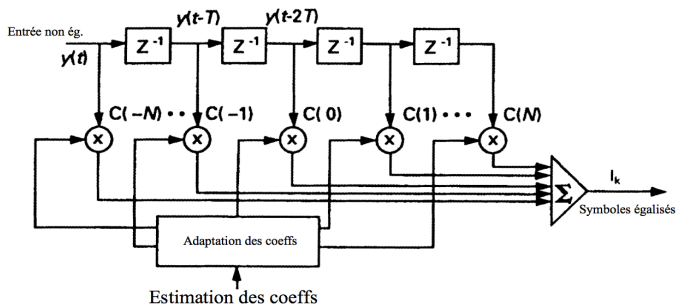
- égalisation linéaire ;
- égalisation par retour des décisions ;
- égalisation par estimation de séquence.

Égalisation linéaire

Modèle d'égaliseur linéaire

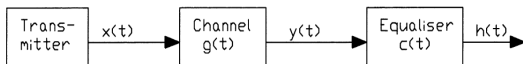


Il s'agit d'un filtre linéaire de RI : $c(kT) = \sum_{k=-N}^{+N} c(k).z^{-kT}$



Le zero forcing et le EQM

Modèle d'égaliseur linéaire



Les coeffs du filtre linéaire peuvent être calculés selon deux critères :

- on annule l'effet de l'IES sur la plage d'échantillons $(-N; +N) \rightarrow$ *Zero Forcing* ;
- on minimise l'**erreur quadratique moyenne de la distorsion** \rightarrow *EQM*.

Le zero forcing et le EQM

Si $h(n) = y(n) * c(n)$, alors on appelle **Distorsion quadratique moyenne** ;

$$DQM = \frac{1}{h^2(0)} \sum_{k=-\infty; k \neq 0}^{+\infty} h^2(n)$$

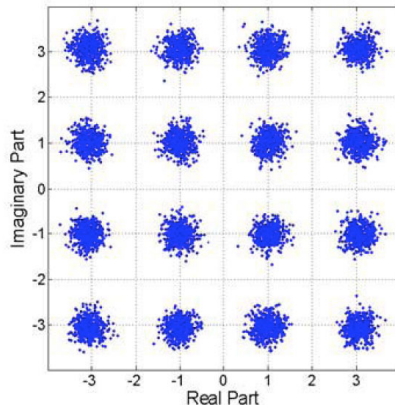
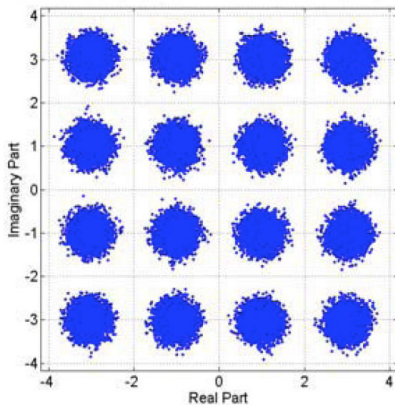
Pour minimiser l'IES il suffit de minimiser l'**erreur quadratique moyenne**

$$EQM = \epsilon = \left(\sum_{k=-\infty; k \neq 0}^{+\infty} h^2(n) \right) - h^2(0)$$

Fonction quadratique des coeffs → problème « classique »
d'estimation spectrale qui peut être résolu par des algorithmes du
type Levinson-Durbin.



Exemple éga EQM sur 16-QAM, Canal à 3 coeffs

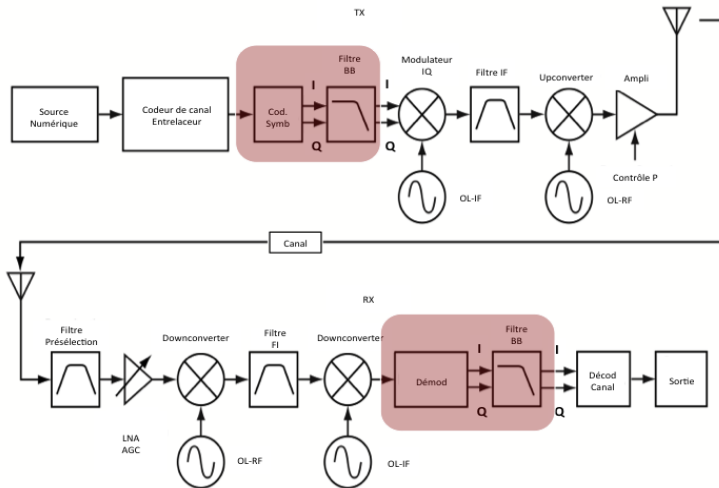


L'impact des imperfections RF

Nous allons considérer les sources d'imperfection suivantes :

- le offset de DC ;
- le déséquilibre entre I et Q ;
- le bruit de phase ;
- le rapport de pic (*peak-to-average power ratio* - P2A) ;
- la non-linéarité des amplificateurs RF.

Schéma Tx-Rx



Indices de qualité

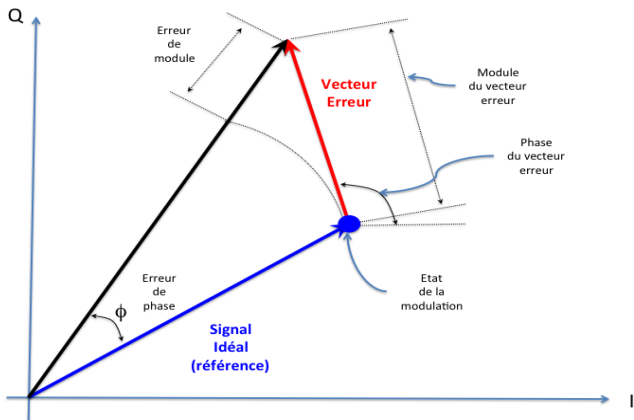
Plusieurs « marqueurs » peuvent être utilisés pour mesurer la qualité de la modulation :

- l'erreur vectorielle (*Error Vector Magnitude*) ;
- erreur de fréquence et de phase ;
- ρ du CDMA et puissance du code.

Déf : l'**erreur vectorielle**, est le vecteur différence entre la valeur du signal complexe à un instant d'échantillonnage, et la valeur théorique que le signal complexe devrait avoir à cet instant.

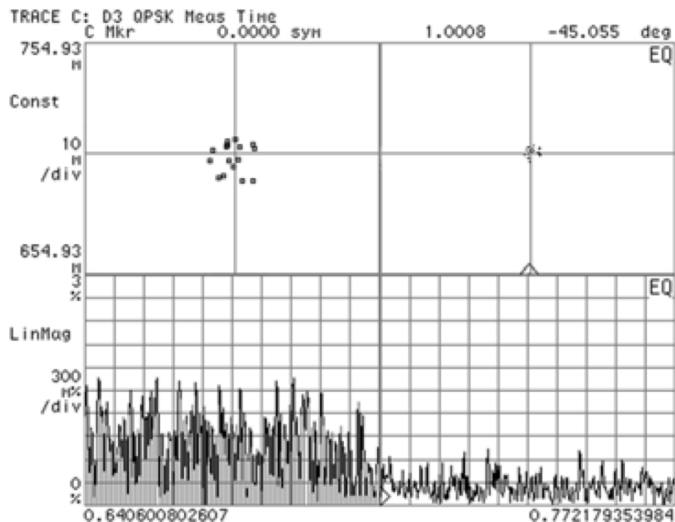
Il s'agit d'une quantité **complexe** (vectorielle) !

EVM



l'**EVM**, est la valeur quadratique moyenne dans le temps de l'erreur vectorielle, au instants de transition des symboles.

EVM et l'égalisation



Le offset de DC

La présence d'un offset de continu sur les composantes $I(t)$ et $Q(t)$ → mod de phase du signal modulé.

$$s(t) = A.I(t) \cos(2\pi f_c t) - A.Q(t) \sin(2\pi f_c t),$$

$$s_{DC}(t) = A.(I(t) + V_I) \cos(2\pi f_c t) - A.(Q(t) + V_Q) \sin(2\pi f_c t),$$

$$s_{DC}(t) = s(t) + A.V_I \cos(2\pi f_c t) - A.V_Q \sin(2\pi f_c t).$$

Un « reste » de porteuse traîne sur le signal modulé !

Attention ! : ceci peut avoir des conséquences néfastes sur la performance de la modulation.

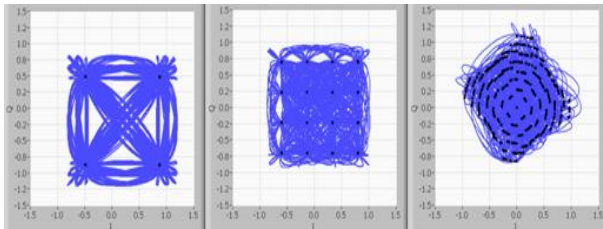
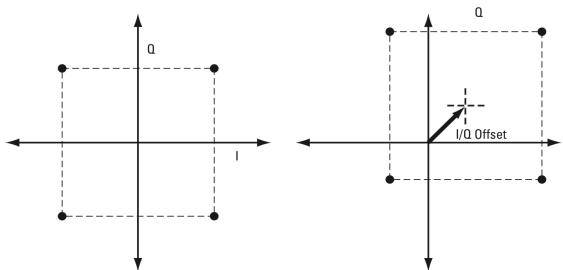
○○○○
○○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

○○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○
○○○○○○●○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

Le offset de DC (2)



Le déséquilibre entre I et Q

Très rarement on vérifie l'orthogonalité des composantes $I(t)$ et $Q(t)$.

$$s(t) = A.I(t) \cos(2\pi f_c t) - A.Q(t) \sin(2\pi f_c t),$$

$$s_{Imb}(t) = A.I(t) \cos(2\pi f_c t) - A.Q(t)(1 + \alpha) \sin(2\pi f_c t + \phi),$$

$$s_{Imb}(t) = A.(I(t) - (1 + \alpha) \sin \phi.Q(t)) \cos(2\pi f_c t) - A.(1 + \alpha \cos \phi).Q(t). \sin(2\pi f_c t + \phi).$$

I et Q se gênent mutuellement !

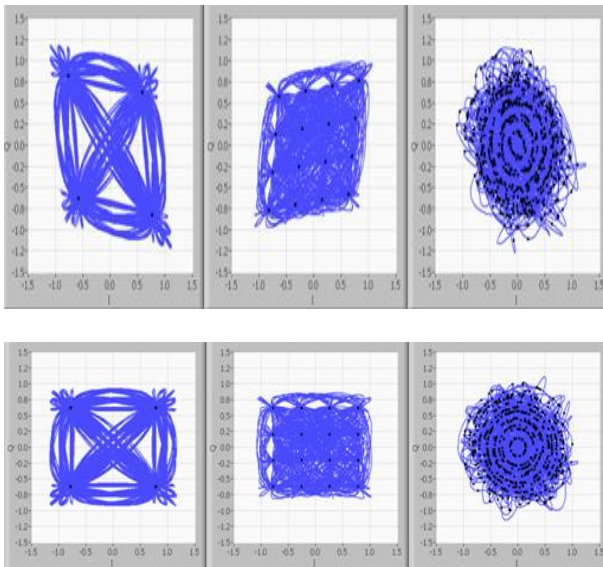
○○○○
○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

○○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○
○○○○○○○○●○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

Le déséquilibre entre I et Q (2)



Le bruit de phase

L'oscillateur local introduit une gigue dans sa fréquence de résonance.

$$s(t) = A.I(t) \cos(2\pi f_c t) - A.Q(t) \sin(2\pi f_c t),$$

$$s_{PN}(t) = A.I(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) - A.Q(t) \sin(2\pi f_c t + \phi(t)),$$

$$s_{PN}(t) = A.(I(t) \cos \phi(t) - Q(t) \sin \phi(t)). \cos(2\pi f_c t) - \\ - A.(I(t) \sin \phi(t) + Q(t) \cos \phi(t)). \sin(2\pi f_c t).$$

I et Q s'entre-modulent à la cadence de $\phi(t)$!

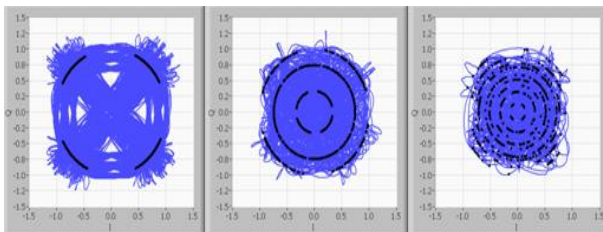
○○○
○○○

○○○○○○○○○○○○○○○○○○○○

○○○○

○○○○○○○○○○○○
○○○○○○○○○○●○○○○○○○○○○

Le bruit de phase (2)

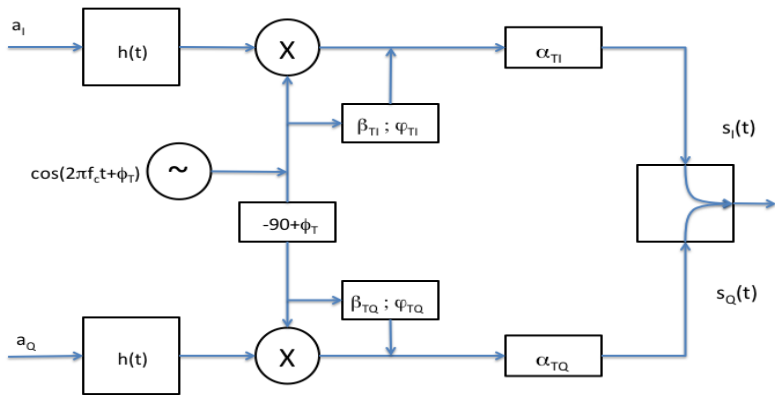


Exemple : impact des imperfections sur la M-QAM

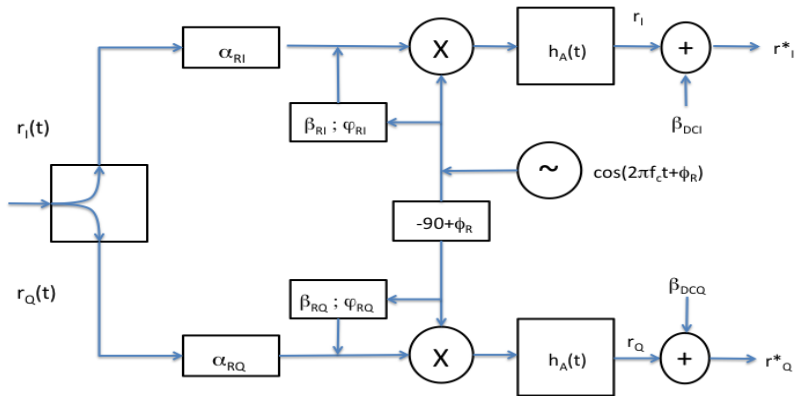
Quel est l'impact de ces imperfections sur le signal modulé ?
A titre d'exemple, nous allons quantifier les imperfections suivantes :

- erreur de phase entre I et Q ;
- déséquilibre des amplitudes I-Q ;
- fuite de porteuse après mélange ;
- offset DC.

Exemple : modèle des imperfections - Tx



Exemple : modèle des imperfections - Rx



Exemple : Signaux en BB - TX/Rx

$$s_{modI}(t) = \sum a_{Ik} h(t - kT_{symb}) \quad ; \quad s_{modQ}(t) = \sum a_{Qk} h(t - kT_{symb}),$$

$$\tilde{s}(t) = s_I(t) + js_Q(t),$$

où :

$$s_I(t) = \alpha_{TI} \cdot s_{modI}(t) - \alpha_{TQ} \cdot \sin \phi_T \cdot s_{modQ}(t) + \alpha_{TI} \beta_{TI} \cdot \cos \varphi_{TI} - \alpha_{TQ} \beta_{TQ} \cdot \cos \varphi_{TQ}$$

et

$$s_Q(t) = \alpha_{TQ} \cos \phi_T \cdot s_{modQ}(t) + \alpha_{TI} \beta_{TI} \cdot \sin \varphi_{TI} + \alpha_{TQ} \beta_{TQ} \cdot \sin \varphi_{TQ}$$

Exemple : Signaux en BB - TX/Rx 2

$$\tilde{r}(t) = r_I(t) + jr_Q(t) = s_I(t) + n_I(t) + j(s_Q(t) + n_Q(t)),$$

$$r_I^*(t) = \alpha_{RI} \cdot s_I(t) + \alpha_{RI} \beta_{RI} \cdot \cos \varphi_{RI} + \beta_{DCI}$$

et

$$r_Q^*(t) = \alpha_{RQ} \cdot \{s_Q(t) \cos \phi_R - s_I(t) \sin \phi_R\} + \alpha_{RQ} \beta_{RQ} \cdot \sin(\varphi_{RQ} - \phi_R) + \beta_{DCQ}$$

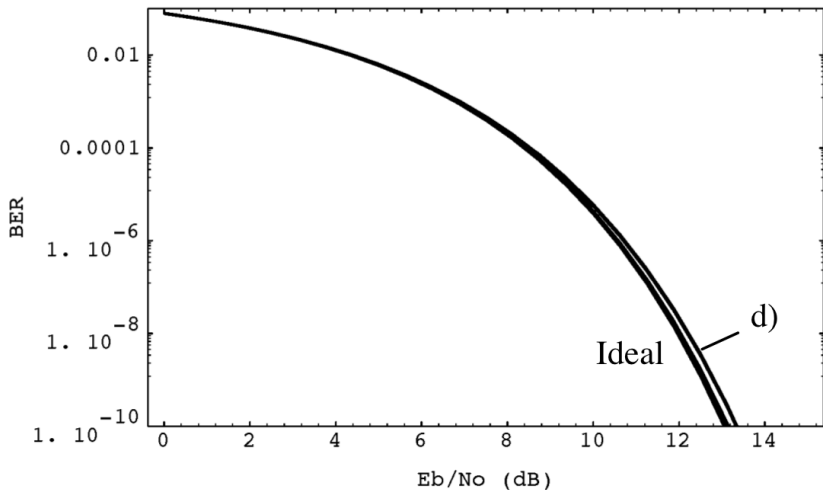
Exemple : Paramètres de simulation 2

$$DC_{offset} = 0$$

EQ Tx/Rx(deg)	DésAmp(dB)	CL(dBc)	Fig
0.5/0.5	0.1	30	a)
0.5/0.5	0.1	∞	b)
1.0/1.0	0.3	∞	c)
3.0/2.0	0.5	∞	d)

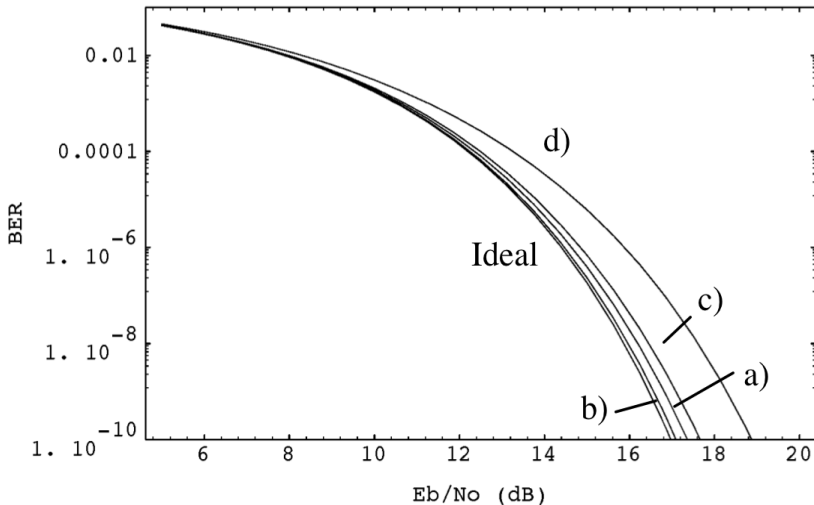


Exemple : BER-QPSK



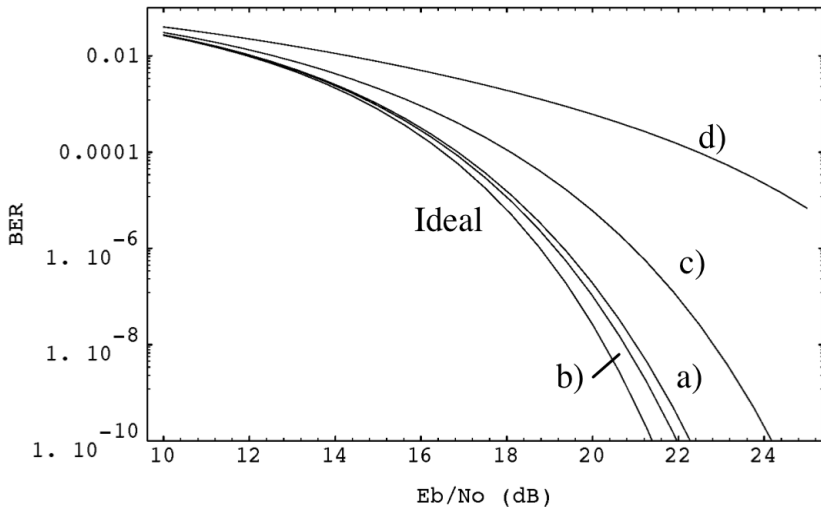


Exemple : BER-16QAM



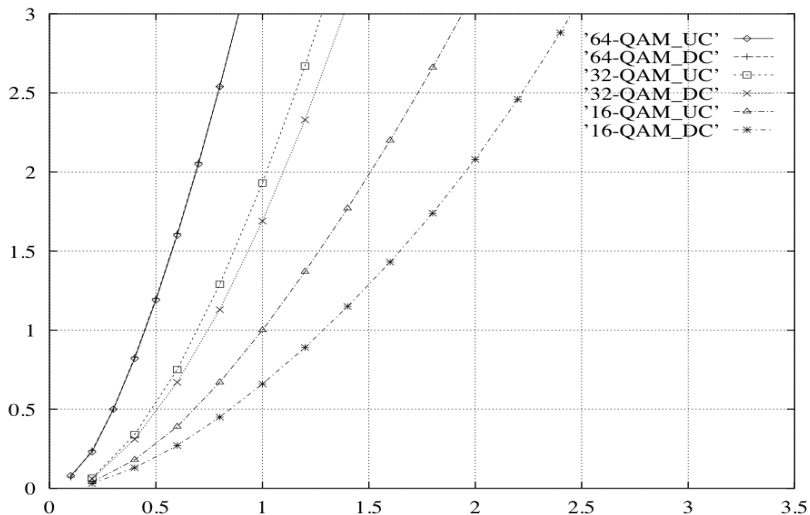


Exemple : BER-64QAM



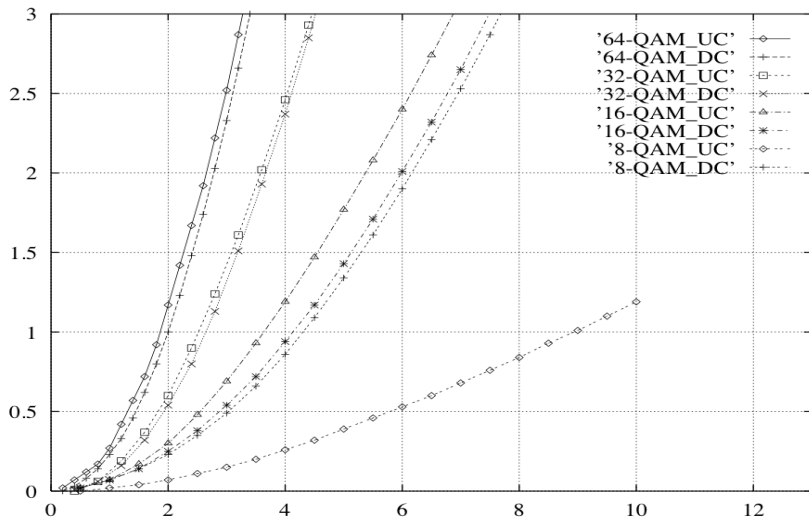


Pertes d'implantation - Déséquilibre d'amplitudes

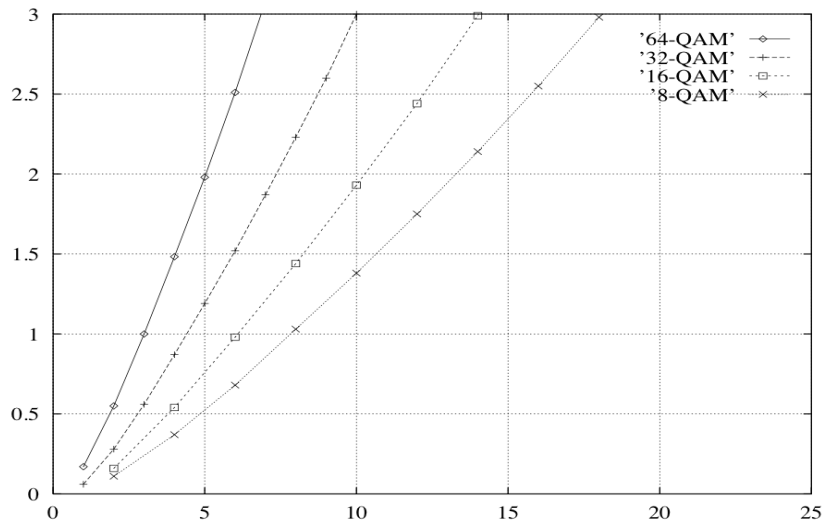




Pertes d'implantation - Erreur I-Q



Pertes d'implantation - DC offset



L'idée du MCM

Supposons un canal sélectif en fréquence :

$$T_s \ggg T_m$$

$$B_s \lll B_c$$

On décompose le système en N système en parallèle :

$$B_N = \frac{B_s}{N},$$

de sorte que :

$$B_N \cong B_c$$

L'idée du MCM (2)

Un flux binaire D b/s est divisé en N flux de débit $D' = D/N$.

Chaque flux sera modulé par un modulateur à M états (ex. $M-QAM$).

Si on utilise un filtre de Nyquist $g(t)$ de *roll-off* β , chaque flux sera transposé autour de la fréquence f_i .

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i g(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_i),$$

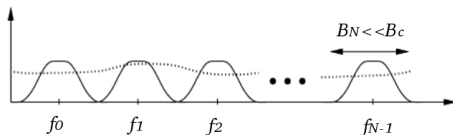
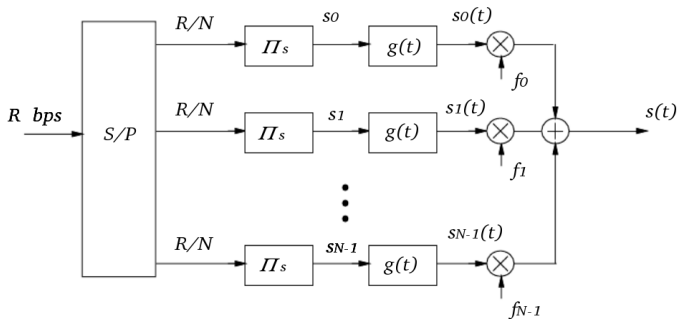
Les fréquences f_i vérifient :

$$f_i = f_0 + iB_N.$$

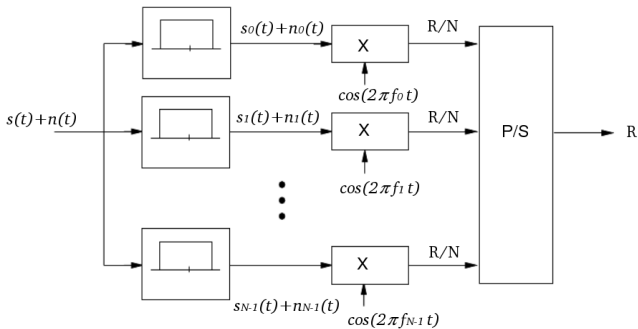
et le temps de symbole :

$$T_N = \frac{(1 + \beta)}{B_N},$$

Le Tx multi-porteuses



Le Rx multi-porteuses



Efficacité spectrale

Ce système est spectralement inefficace.

$$B_{TOT} = N \cdot B_N = N \cdot \frac{1 + \beta}{T_N}.$$

On peut réduire la largeur de bande totale en « serrant » les porteuses entre elles.

L'ensemble,

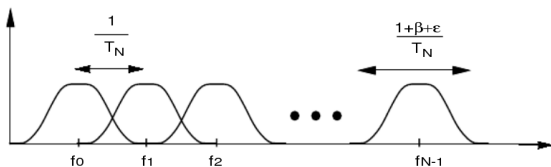
$$\left\{ \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{i}{T_N}t + \phi_i\right)\right) \right\} \quad i = 0, 1, 2, \dots, N - 1,$$

est orthogonal dans l'ensemble $[0, T_N]$.

$$B_N = (1 + \beta) \frac{1}{T_N},$$

$$B_{TOT} = \frac{1}{2}(\beta + \xi) \frac{1}{T_N} + N \cdot \frac{1}{T_N} + \frac{1}{2}(\beta + \xi) \frac{1}{T_N} = \frac{N + \beta + \xi}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}.$$

Sous canaux superposés



Du MCM à l'OFDM - La DFT

Rappel de la DFT :

Soit,

$$x(n) \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1$$

une séquence d'échantillons complexes, temps discret.

La *transformée discrète de Fourier* de la séquence $x(n)$ est définie par :

$$\mathbf{DFT} \{x(n)\} = X(i) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi \frac{ni}{N}}, \quad 0 \leq i \leq N - 1.$$

On peut définir aussi la transformée inverse selon :

$$\mathbf{IDFT} \{X(i)\} = x(n) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X(i)e^{j2\pi \frac{in}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N - 1.$$



Du MCM à l'OFDM - La convolution circulaire

Un filtre de réponse impulsionnelle $h(n)$ réagit à un signal $x(n)$ selon :

$$y(n) = h(n) \odot x(n)$$

où \odot représente la convolution circulaire définie par :

$$y(n) = h(n) \odot x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x(n-k)(N)^1,$$

Propriété importante :

$$\mathbf{DFT} \{y(n) = h(n) \odot x(n)\} = H(i) \cdot X(i)$$

$$x(n) \rightarrow X(i) \rightarrow H(i) \rightarrow Y(i) = X(i) \cdot H(i)$$

$$X(i) = \frac{Y(i)}{H(i)} \rightarrow x(n) = \mathbf{IDFT} \left\{ \frac{Y(i)}{H(i)} \right\}.$$

1. $(n-k)(N) = (n-k) \pmod{N}$.

Du MCM à l'OFDM - Le préfixe cyclique

Soit $x(n)$ de longueur N .

La RI du canal a une longueur $\mu + 1$ échantillons où :

$$\mu + 1 = \frac{T_m}{T_s},$$

T_m le *delay spread* du canal et T_e l'intervalle d'échantillonnage.

La séquence,

$$\{h(n)\} = h(0), h(1), h(2), \dots, h(\mu),$$

On appelle « préfixe cyclique » de $x(n)$, les μ derniers échantillons de $x(n)$,

$$\mathbf{pc} = \{x(N - \mu) \ x(N - \mu + 1) \ x(N - \mu + 2) \ \dots \ x(N - 1)\}.$$

Du MCM à l'OFDM - Le préfixe cyclique

Pour chaque séquence $x(n)$, on construira une nouvelle séquence « étendue » $\tilde{x}(n)$ résultat de la concaténation de **pc** avec $x(n)$, selon :

$$\tilde{x}(n) = \{\mathbf{pc} | x(n)\}$$

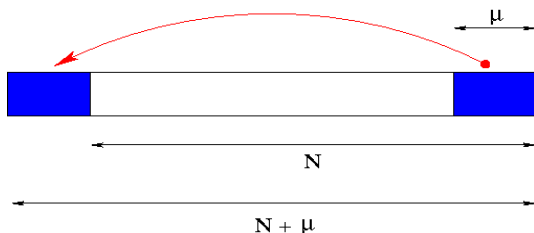
$$= \{x(N - \mu) \ x(N - \mu + 1) \ x(N - \mu + 2) \ \dots \ x(N - 1) \ \vdots \ x(0) \ x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N - 1)\}.$$

Il résulte :

$$\begin{aligned} \tilde{x}(-\mu) &= x(N - \mu) \\ \tilde{x}(-\mu + 1) &= x(N - \mu + 1) \\ &\vdots = \vdots \\ \tilde{x}(-1) &= x(N - 1) \\ \tilde{x}(0) &= x(0) \\ \tilde{x}(1) &= x(1) \\ &\vdots = \vdots \\ \tilde{x}(N - 1) &= x(N - 1) \end{aligned}$$



Préfixe cyclique



$$\tilde{x}(n) \rightarrow h(n) \rightarrow y(n)$$

$$y(n) = h(n) * \tilde{x}(n) = \sum_{k=0}^{\mu} h(k) \cdot \tilde{x}(n - k) = \sum_{k=0}^{\mu} h(k) \cdot x(n - k)_N = h(n) \odot x(n).$$

pc : CL \rightarrow CC !

$$Y(i) = H(i) \cdot X(i) \quad 0 \leq i \leq N - 1 \Rightarrow x(n) = \text{IDFT} \left\{ \frac{Y(i)}{X(i)} \right\}.$$

Préfixe cyclique

$x(n)$ est divisé en blocs de longueur $N \rightarrow \tilde{x}(n)$

Les μ premiers échantillons de $y(n)$ sont entâchés d'IES
des μ derniers échantillons du block précédent !

On peut choisir $\mu = 0$!

Le préfixe cyclique joue le rôle de « temps de garde » entre blocs.

I'OFDM

Le **pc** induit l'OFDM !

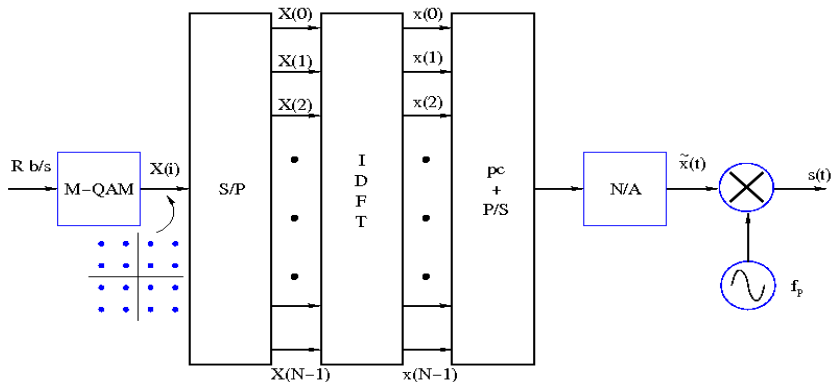
Les données sont divisées en blocs de taille N symboles.

Chaque bloc s'appelle un « symbole OFDM ».

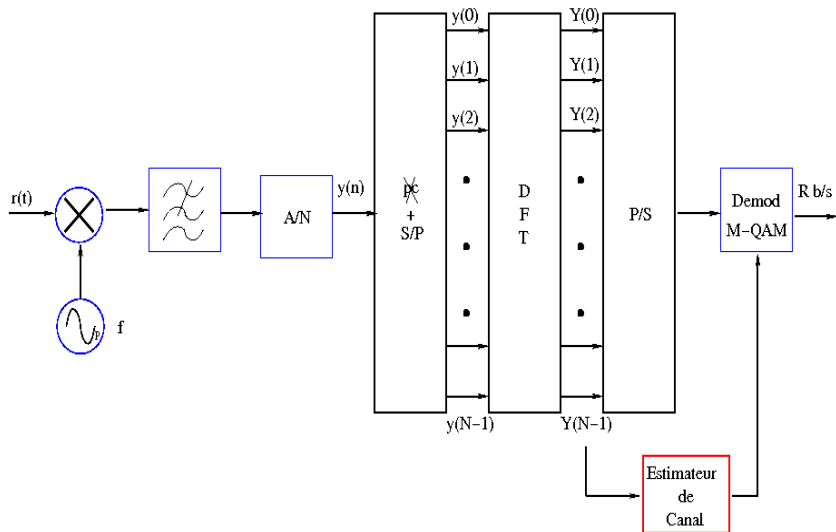
Un symbole OFDM est précédé d'un **pc** de longueur proportionnelle au *delay spread* du canal, pour induire la convolution circulaire et atténuer les effets d'IES entre blocs.

En réception, les symboles entachés d'IES sont supprimés et une transformation inverse assure la récupération des données.

Modulateur OFDM

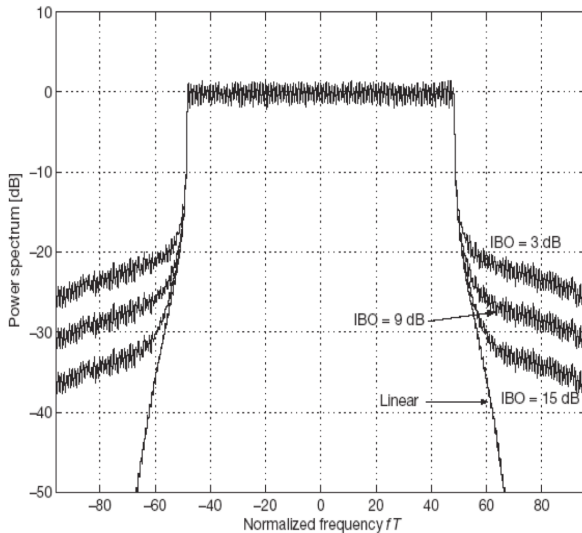


Démodulateur OFDM

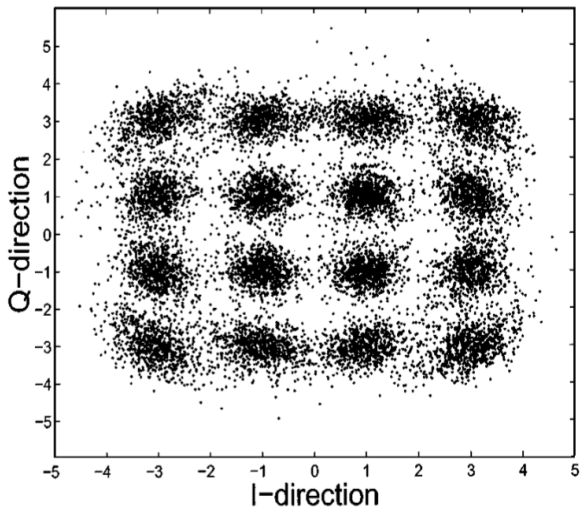




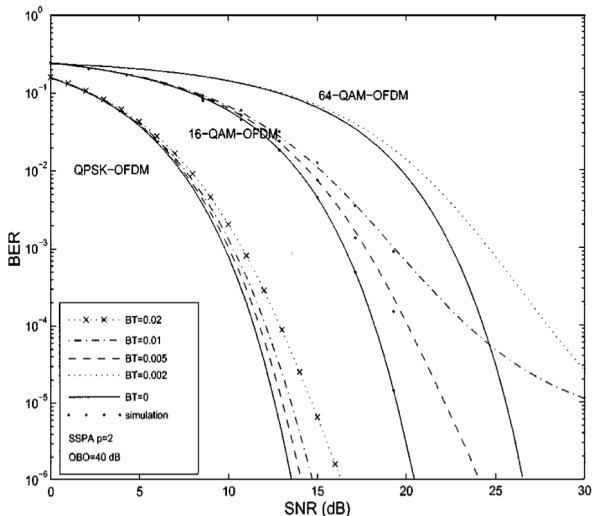
La non-linéarité des amplis RF.



La non-linéarité des amplis RF (2)



La non-linéarité des amplis RF (3)



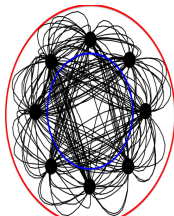
Le PAPR

Définition :

le rapport de pic ou rapport pic/moyenne, est le rapport entre la puissance de pic de l'enveloppe de la modulation et sa valeur moyenne, pendant un certain intervalle du temps.

Il caractérise les propriétés de l'enveloppe complexe du signal modulé (indirectement du filtre de mise en forme en BB $h_t(t)$ et son correspondant filtre adapté $h_r(t)$).

$$\text{PAPR} \triangleq \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}.$$



Fin

rodriguez@telecom-paristech.fr

Annexes - Caracteristiques 3G-LTE (1)

	WCDMA (UMTS)	HSPA HSDPA / HSUPA	HSPA+	LTE
Max downlink speed bps	384 k	14 M	28 M	100M
Max uplink speed bps	128 k	5.7 M	11 M	50 M
Latency round trip time approx	150 ms	100 ms	50ms (max)	~10 ms
3GPP releases	Rel 99/4	Rel 5 / 6	Rel 7	Rel 8
Approx years of initial roll out	2003 / 4	2005 / 6 HSDPA 2007 / 8 HSUPA	2008 / 9	2009 / 10
Access methodology	CDMA	CDMA	CDMA	OFDMA / SC-FDMA

Annexes - Caracteristiques 3G-LTE (2)

PARAMETER	DETAILS
Peak downlink speed 64QAM (Mbps)	100 (SISO), 172 (2x2 MIMO), 326 (4x4 MIMO)
Peak uplink speeds (Mbps)	50 (QPSK), 57 (16QAM), 86 (64QAM)
Data type	All packet switched data (voice and data). No circuit switched.
Channel bandwidths (MHz)	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
Duplex schemes	FDD and TDD
Mobility	0 – 15 km/h (optimised), 15 – 120 km/h (high performance)
Latency	Idle to active less than 100ms Small packets ~10 ms
Spectral efficiency	Downlink: 3 – 4 times Rel 6 HSDPA Uplink: 2 –3 x Rel 6 HSUPA
Access schemes	OFDMA (Downlink) SC-FDMA (Uplink)
Modulation types supported	QPSK, 16QAM, 64QAM (Uplink and downlink)