Systèmes sur puce communicants

SOCOM201

G. Rodriguez-Guisantes
Dépt. COMELEC
http://perso.telecom-paristech.fr/~rodrigez/ens/cycle_master/

Octobre 2016

Plan de la présentation

- Caractéristiques du canal radio(rappels) ;
- Analyse et conception du Tx-Rx ;
- Modulation M-QAM - analyse théorique ;
- M-QAM et les distorsions ;

Plan de la présentation

- Caractéristiques du canal radio(rappels) ;
- Analyse et conception du Tx-Rx ;
- Modulation M-QAM - analyse théorique ;
- M-QAM et les distorsions ;

Plan de la présentation

- Caractéristiques du canal radio(rappels) ;
- Analyse et conception du Tx-Rx ;
- Modulation M-QAM - analyse théorique ;
- M-QAM et les distorsions ;

Plan de la présentation

- Caractéristiques du canal radio(rappels) ;
- Analyse et conception du Tx-Rx ;
- Modulation M-QAM - analyse théorique ;
- M-QAM et les distorsions ;

Caractéristiques du canal radio

Effets microscopiques du canal

Signal transmi :

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

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

Signal reçu :

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

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

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

Caractéristiques du canal radio

Effets microscopiques du canal

Signal transmi :

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

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

Signal reçu :

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

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

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

Composantes du *fading*

n correspond à un chemin de longueur

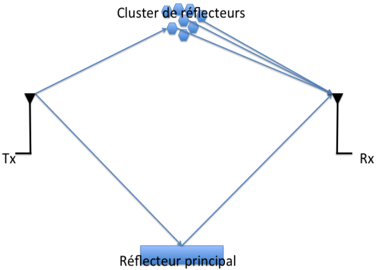
$$L_n \rightarrow \tau_n = L_n/c$$

$\alpha_n(t)$ = atténuation.

$\phi_n^D = \int 2\pi f_n^D(t)\, dt$ = 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 $\rightarrow T_m$.

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 $\rightarrow T_m$.

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 represente le i-ème retard, alors $\tau_i \leq T_m$:

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

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

Modèle *narrowband*

Dans ce cas $T_m \ll T_s$.

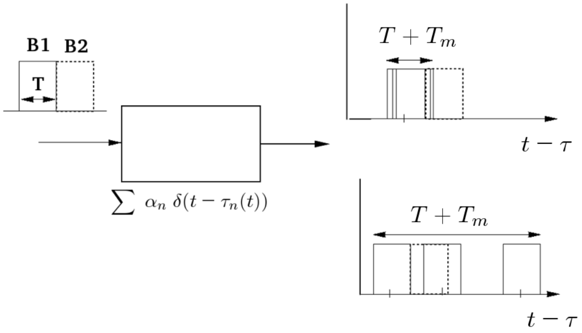
Si τ_i represente le i-ème retard, alors $\tau_i \leq T_m$:

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

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

Modèle *wideband*

Dans ce cas $T_m \gg T_s$.



Conclusion : si $T_m \gg T_s \ \rightarrow$ 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.

$$T_c \approx 1/B_D$$

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

$$T_c \leftrightarrow\ B_D$$

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

$$T_c \leftrightarrow B_D$$

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

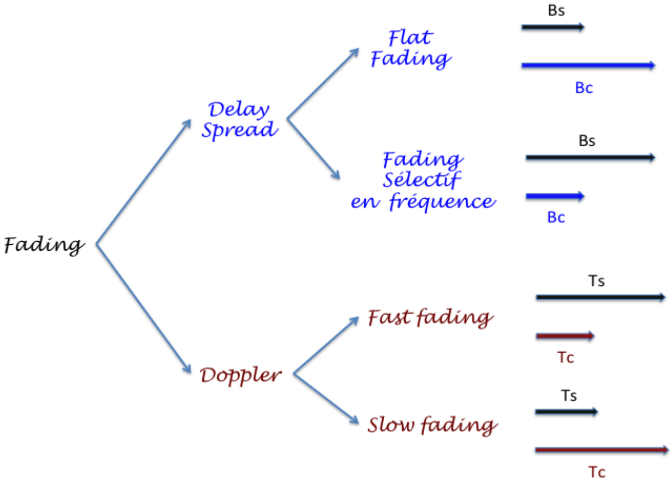
Dispersion moyenne $\leftrightarrow$ Bande de cohérence

$$T_m \leftrightarrow \ B_c$$

Temps de Cohérence $\leftrightarrow$ Dispersion Doppler

$$T_c \leftrightarrow \ B_D$$

Résumé des modèles de canaux RF



Etat de l'art

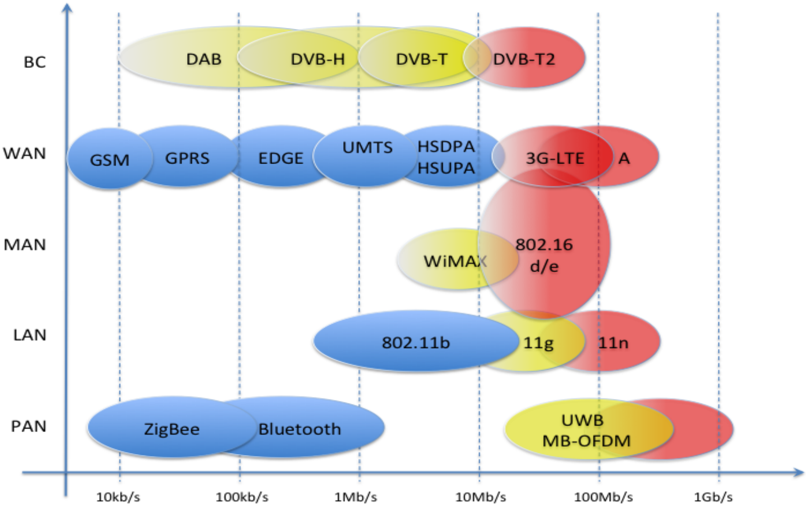

BC
WAN
MAN
LAN
PAN
DAB
DVB-H
DVB-T
DVB-T2
GSM
GPRS
EDGE
UMTS
HSDPA
HSUPA
3G-LTE
A
WiMAX
802.16
d/e
802.11b
11g
11n
ZigBee
Bluetooth
UWB
MB-OFDM
10kb/s
100kb/s
1Mb/s
10Mb/s
100Mb/s
1Gb/s

Schéma de Tx-Rx

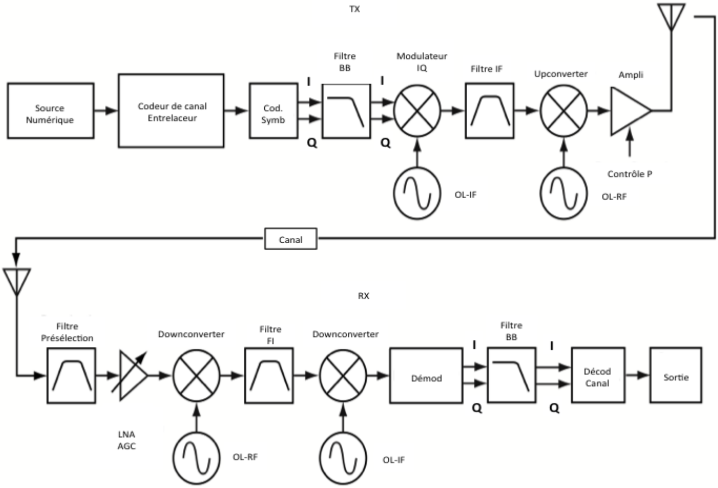


Schéma de Tx-Rx

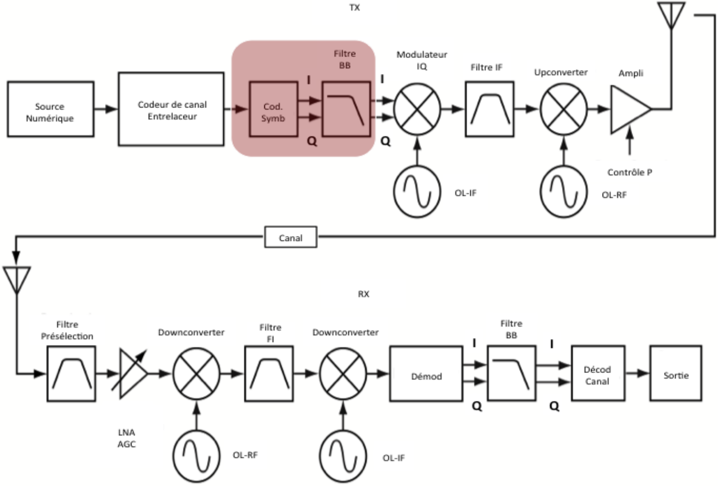


Schéma de Tx-Rx

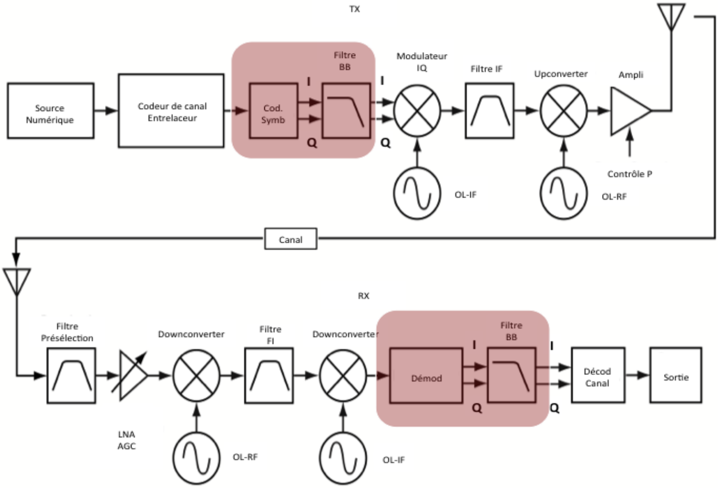
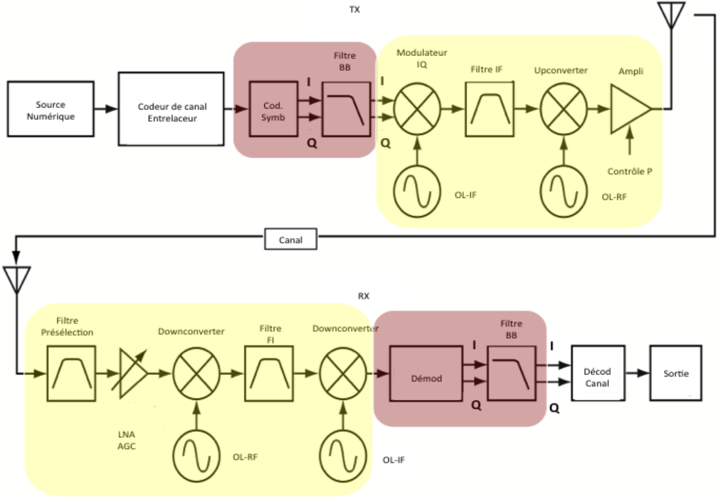


Schéma de Tx-Rx



Modulation en bande de base

Signal transmi :

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

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

$$u(t) = I(t) + j.Q(t)$$

Représentation complexe du signal porteur d'information

$$I(t) - \text{composante en phase}$$

$$Q(t) - \text{composante en quadrature}$$

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, $\{\alpha_n\} = \ldots 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ \ldots$

$$\{a_n\} = \cdots - A \quad + A \quad + A \quad - A \quad - A \quad + A \quad \ldots$$

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

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, $\{\alpha_n\} = \ldots 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ \ldots$

$$\{a_n\} = \cdots -A \quad +A \quad +A \quad -A \quad -A \quad +A \ \ldots$$

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

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, $\{\alpha_n\} = \ldots 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ \ldots$

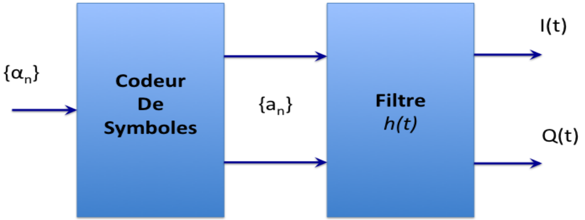
$$\{a_n\} = \cdots - A \quad + A \quad + A \quad - A \quad - A \quad + A \quad \ldots$$

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

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 : $I(t) = \sum_n a_n.h(t - nT)$, $Q(t) = 0$.

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 :

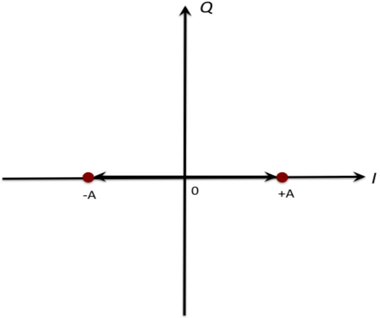
- la simplicité de la mise en forme du filtre (analogique ou numérique) ;
- l'efficacité spectrale ($\eta = D/BW$) ;
- l'interférence entre symboles (Nyquist) ;
- la performance de l'amplificateur de puissance ;
- le rapport pic-moyenne du signal modulé.

Description vectorielle des $\{a_n\}$

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

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

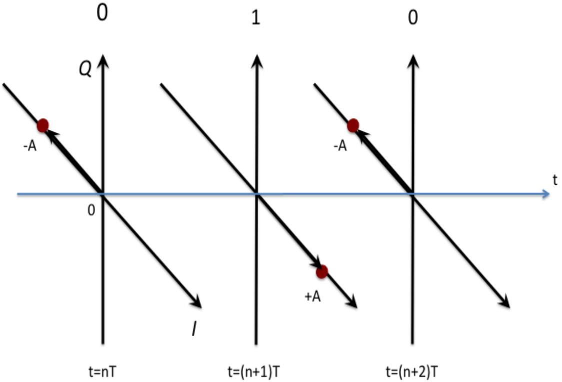
Dans le plan complexe $I - Q$ cette modulation peut être représentée par :



Description vectorielle des $\{a_n\}$

Chaque « vecteur »véhicule 1 bit d'information

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



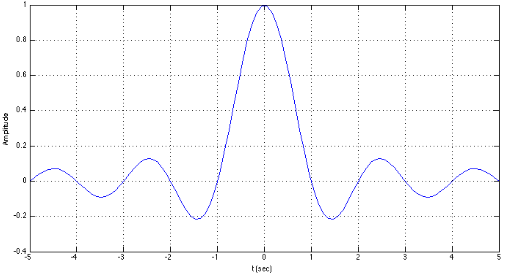
Description vectorielle de $u(t)$

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

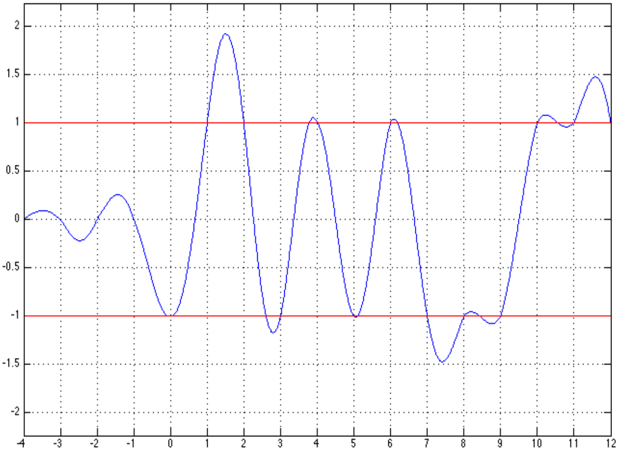
Deux façons de construire $h(t)$:

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

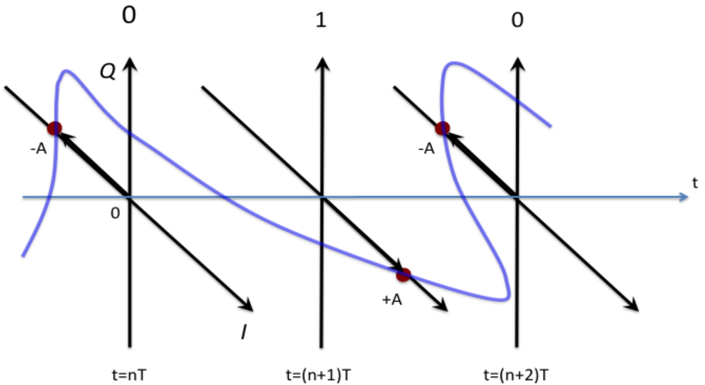
$$h(nT) = \begin{cases} 1 & \text{pour n} = 0 \ ; \\ 0 & \forall n \neq 0. \end{cases}$$



Description vectorielle de $u(t)$



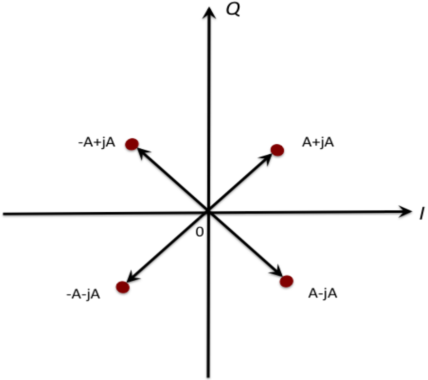
Description vectorielle de $u(t)$



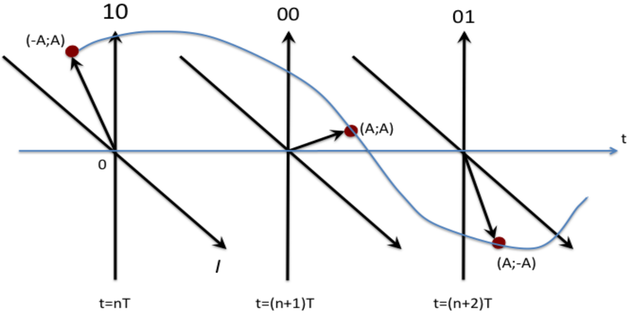
$$u(t) \in \mathcal{C}$$

$$u(t) = \sum_{n} a_n.h(t - nT)$$

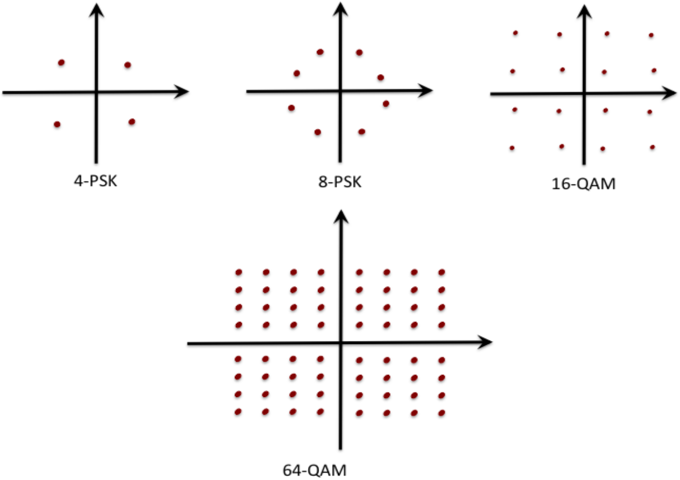
$$a_n = \{A + jA; -A + jA; -A - jA; A - jA\}$$



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



Généralisation à l'ordre M



Avantages de l'ordre M

Chaque symbole complexe transporte :

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

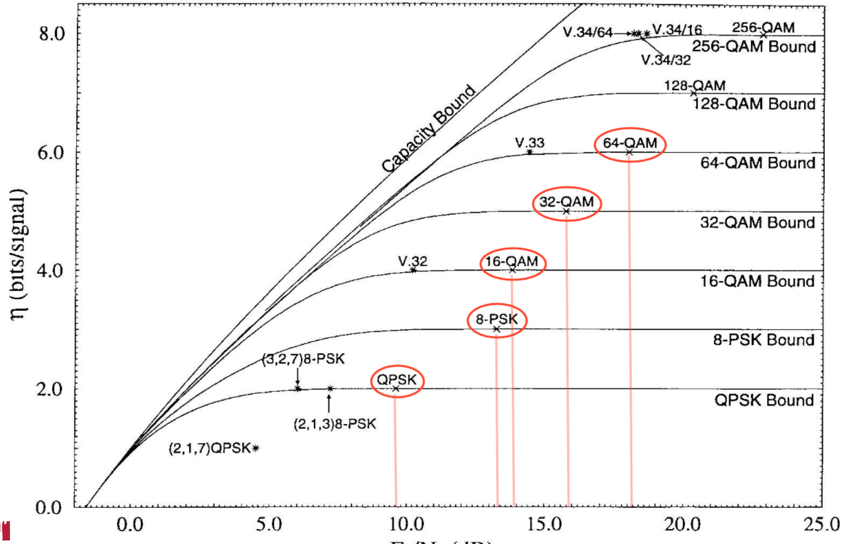
$$T_s = N.T_b$$

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

des économies significatives de B_w !

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

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)

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

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

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

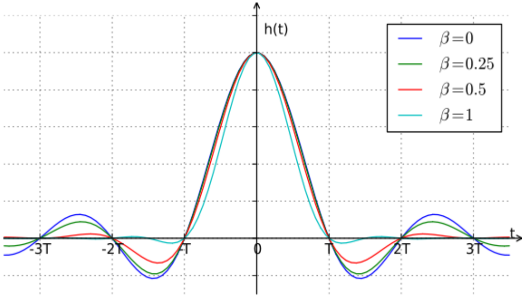
$$H_{Rx}(f) = \begin{cases} T & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1}{2T}. \end{cases}$$

Modulation M-QAM - analyse théorique (3)

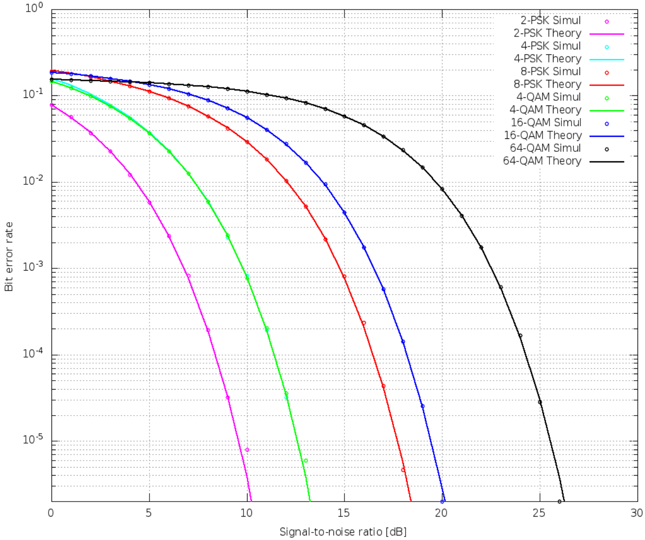
$$H_{Rx}(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2}\left(1 - \sin[\frac{\pi T}{\alpha}(f - \frac{1}{2T})]\right) & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| < \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases}.$$

Filtre en cosinus surélevé

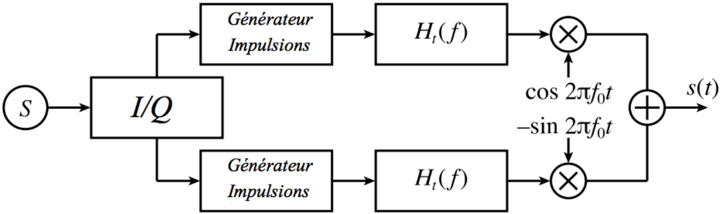
$$h_{Rx}(t) = \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}\ \mathrm{sinc}(t/T).$$

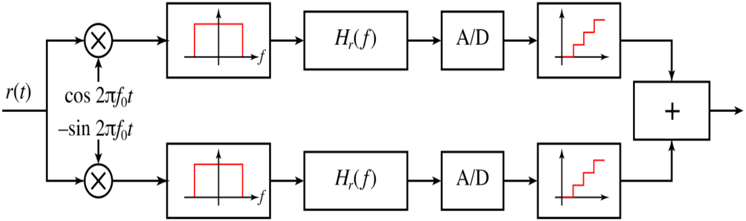


Modulation M-QAM - Performance en BABG



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 !

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 !

Distorsions du canal sur la M-QAM

Possibles sources de distorsion :

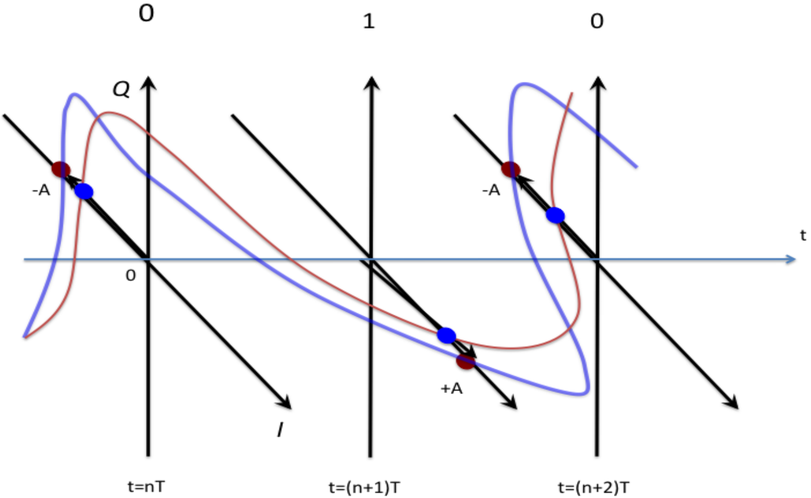
- limitation en bande du canal ;
- sélectivité en fréquence due au *fading* ;

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

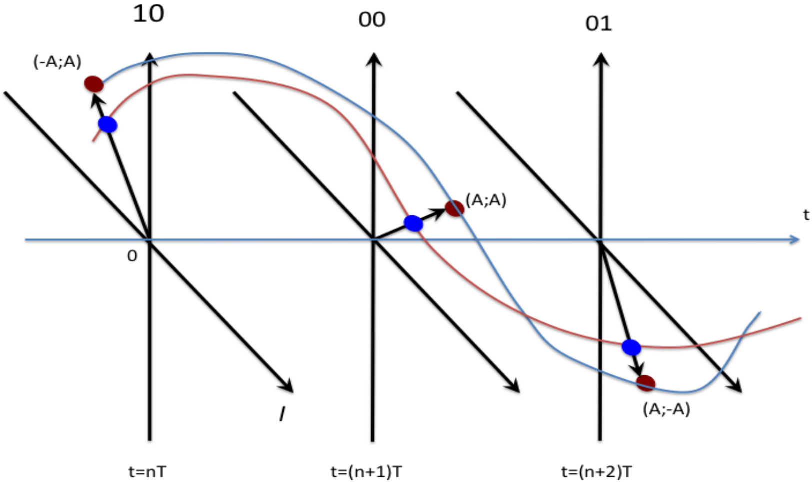
Comment se traduit l'IES sur le signal transmis ?

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

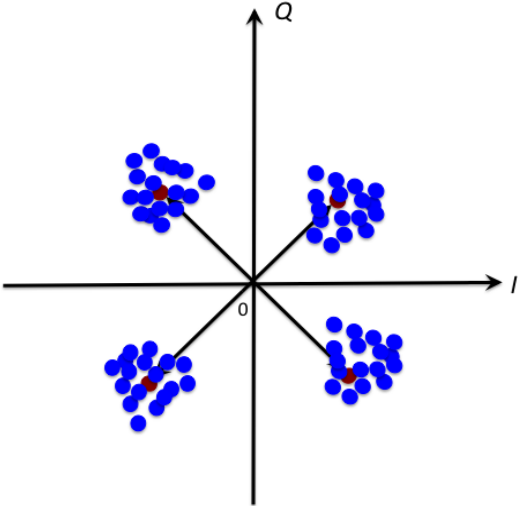
Un exemple - BPSK



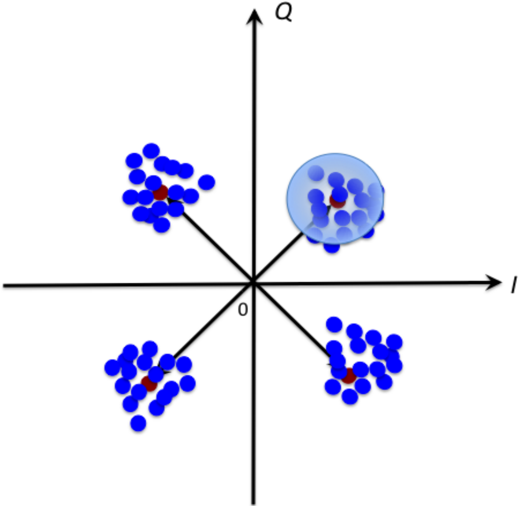
Un exemple - QPSK



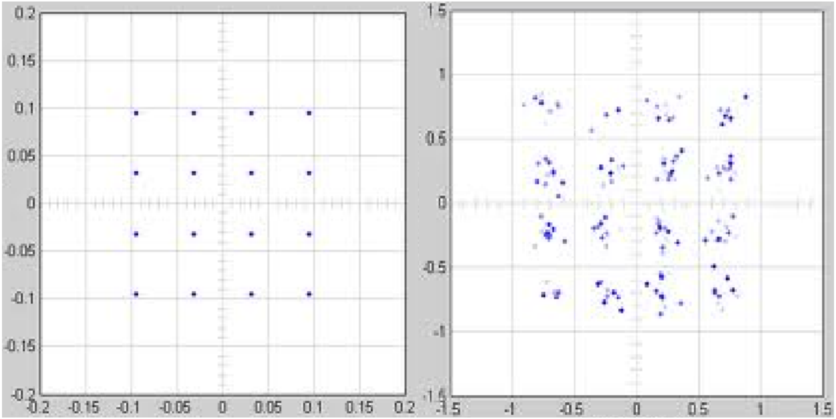
Impact de l'IES - Diagrammes de dispersion



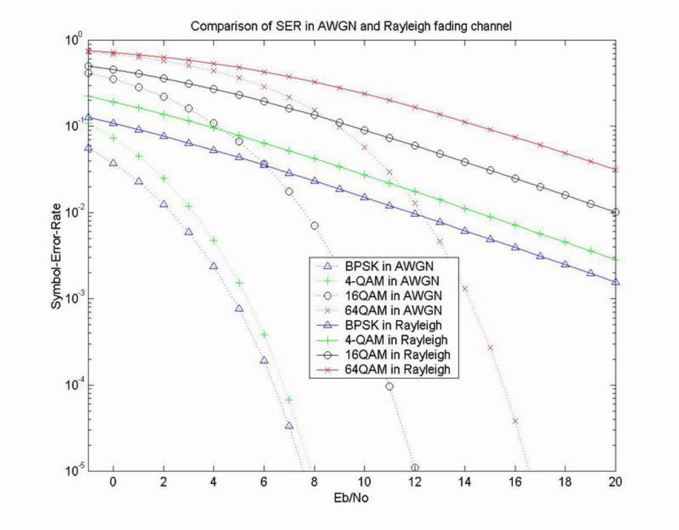
Impact de l'IES - Diagrammes de dispersion



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 fréquement utilisées dans la pratique :

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

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 fréquement utilisées dans la pratique :

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

L'égalisation

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

Deux façons de traiter le problème :

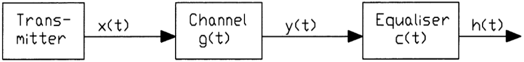
– filtrage dans le domaine de la fréquence ;
– convolution dans le temps avec la bonne réponse impulsionnelle.

Trois techniques sont fréquement utilisées dans la pratique :

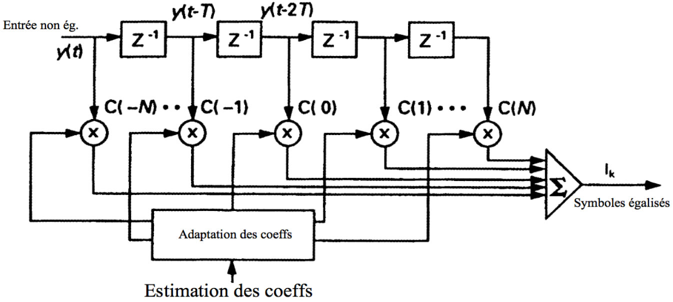
- égalisation linéaire ;
- égalisation par retour des décisions ;
- égalisation par estimation de séquence.

Égalisation linéaire

Modèle d'égaliseur linéaire

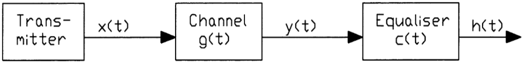


Il s'agit d'un filtre linéaire de RI : $c(kT) = \sum_{k=-N}^{+N} c(k).z^{-kT}$



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 le 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 resolu par des algorithmes du type Levinson-Durbin.

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 $\rightarrow$ problème « classique » d'estimation spectrale qui peut être resolu par des algorithmes du type Levinson-Durbin.

Le *zero forcing* et le **EQM**

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

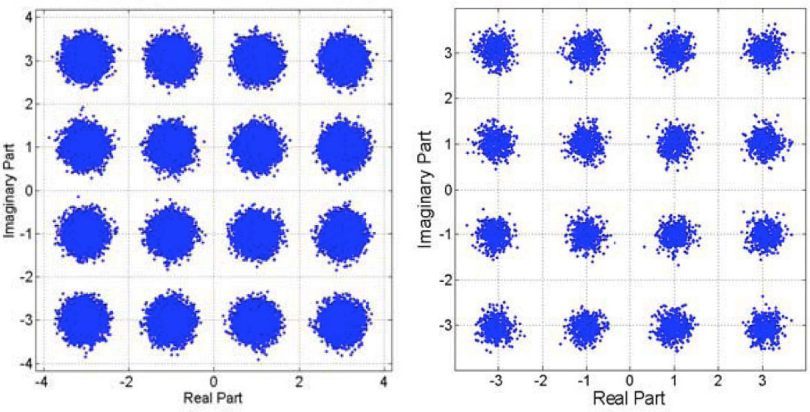
$$DQM = \frac{1}{h^2(0)} \sum_{k=-\infty;k\neq 0}^{+\infty} h^2(n)$$

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 $\rightarrow$ problème « classique » d'estimation spectrale qui peut être resolu par des algorithmes du type Levinson-Durbin.

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

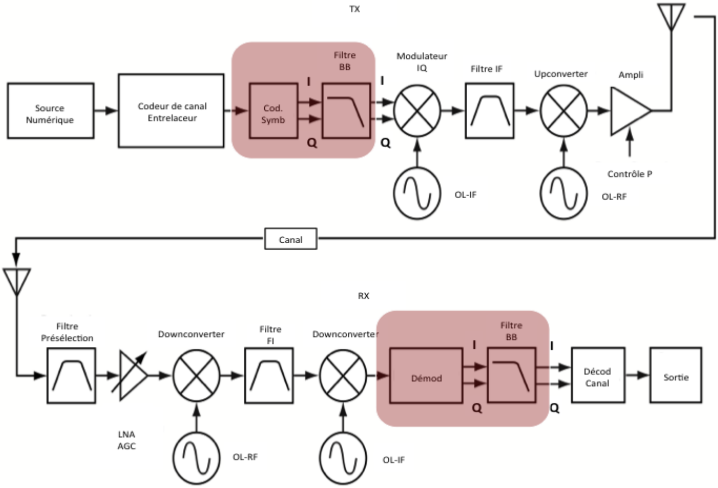


L’impact des imperfections RF

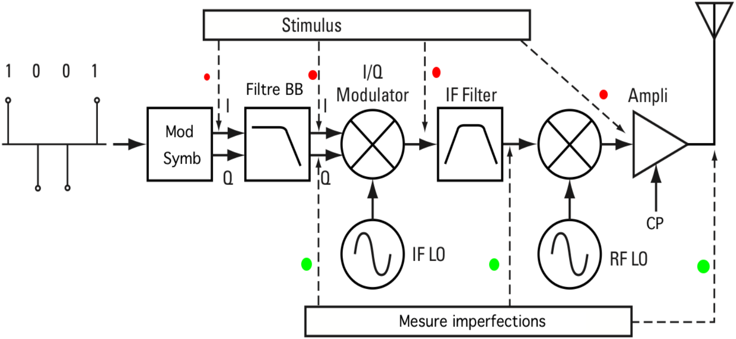
Nous allons considérer les sources d’imperfection suivantes :

- 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


TX
Source Numérique
Codeur de canal Entrelaceur
Cod. Symb
Filtre BB
I
Q
Modulateur IQ
Filtre IF
Upconverter
Ampli
Contrôle P
OL-IF
OL-RF
Canal
RX
Filtre Présélection
LNA AGC
Downconverter
Filtre FI
Downconverter
Démod
Filtre BB
Décod Canal
Sortie
OL-RF
OL-IF

Mesure des imperfections



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) !

Indices de qualité

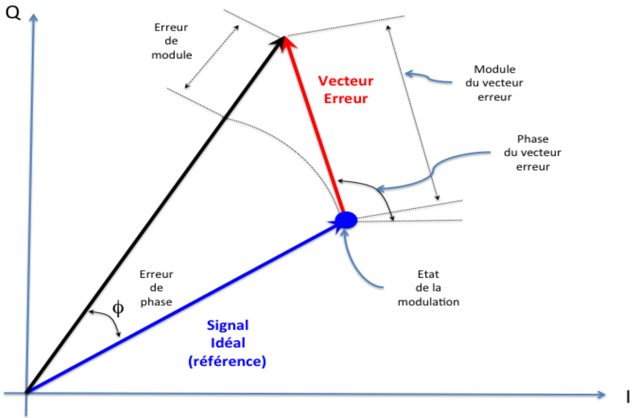
Plusieurs « marqueurs » peuvent être utilisés pour mesurer la qualité de la modulation :

- 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.

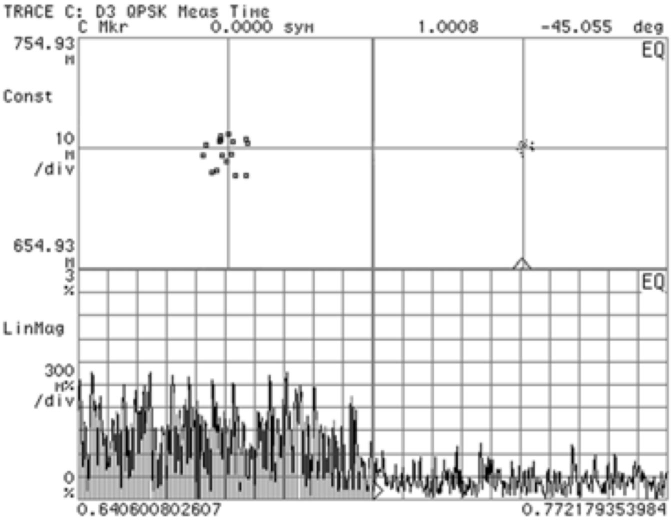
Il s'agit d'une quantité complexe (vectorielle) !

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 $Q(t)$ $\rightarrow$ mod de phase du signal modulé.

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

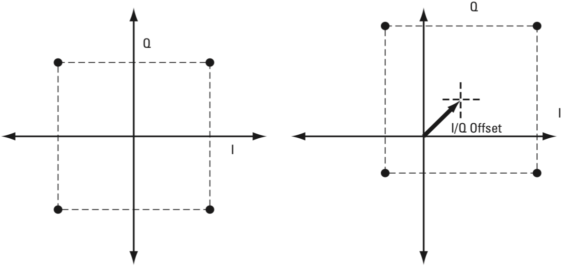
$$s_{DC}(t) = A.(I(t) + V_I)\ \cos(2\pi f_c t) - A.(Q(t) + V_Q)\ \sin(2\pi f_c t),$$

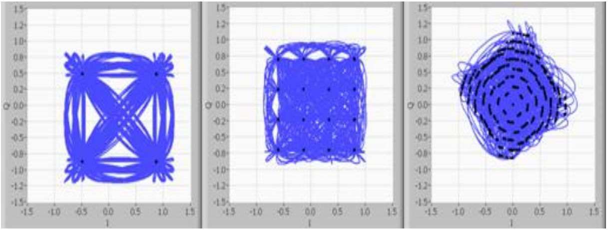
$$s_{DC}(t) = s(t) + A.V_I\ \cos(2\pi f_c t) - A.V_Q\ \sin(2\pi f_c t).$$

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 $Q(t)$.

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

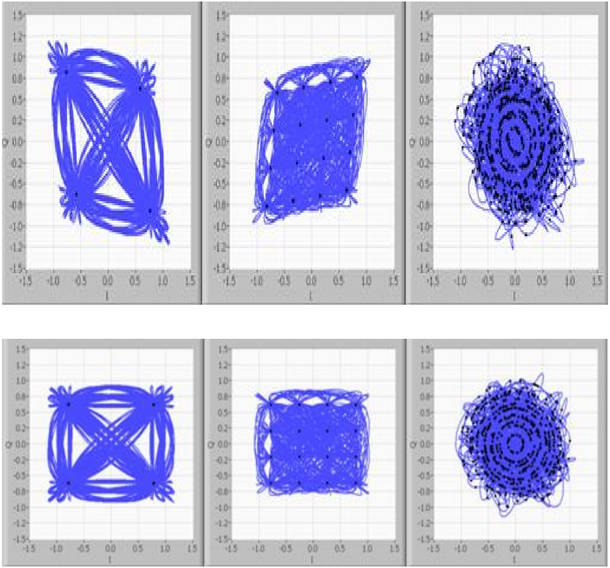
$$s_{Imb}(t) = A.I(t)\ \cos(2\pi f_c t) - A.Q(t)(1+\alpha)\ \sin(2\pi f_c t + \phi),$$

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

$$-A.(1+\alpha\cos\phi).Q(t).\sin(2\pi f_c t + \phi).$$

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.

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

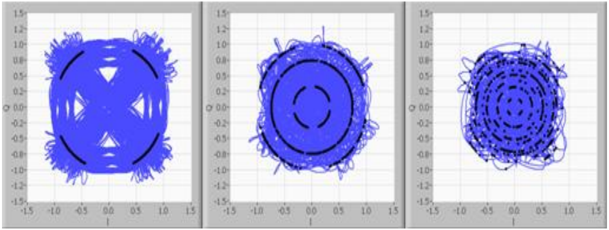
$$s_{PN}(t) = A.I(t)\ \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) - A.Q(t).\sin(2\pi f_c t + \phi(t)),$$

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

$$-A.(I(t)\sin\phi(t) + Q(t)\cos\phi(t)).\sin(2\pi f_c t).$$

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

Le bruit de phase (2)

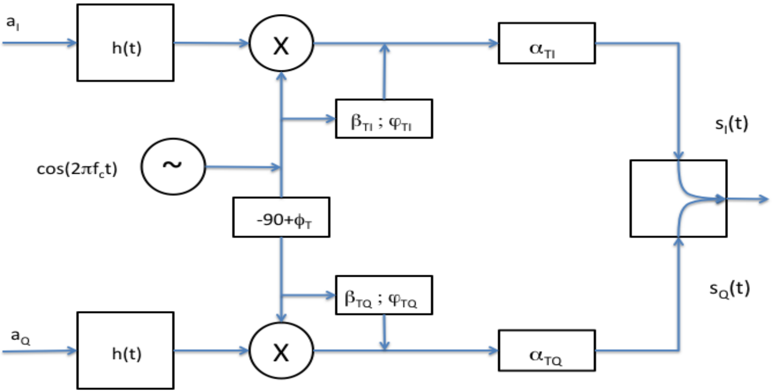


Exemple : impact des imperfections sur la M-QAM

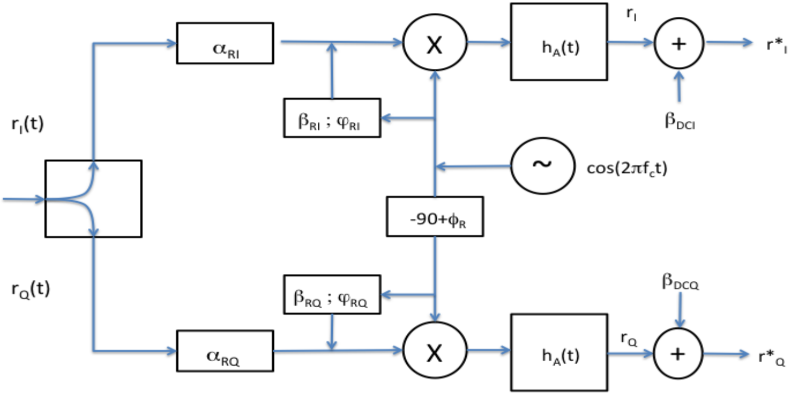
Quel est l'impact de ces imperfections sur le signal modulé ?. A titre d'exemple, nous allons quantifier les imperfections suivantes :

- 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

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

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

où :

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

et

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

Exemple : Signaux en BB - TX/Rx 2

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

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

et

$$\begin{aligned} r_Q^*(t) = \alpha_{RQ}.\left\{s_Q(t)\cos\phi_R - s_I(t)\sin\phi_R\right\} + \\ \alpha_{RQ}\beta_{RQ}.\sin(\varphi_{RQ} - \phi_R) + \beta_{DCQ} \end{aligned}$$

Exemple : Paramètres de simulation 2

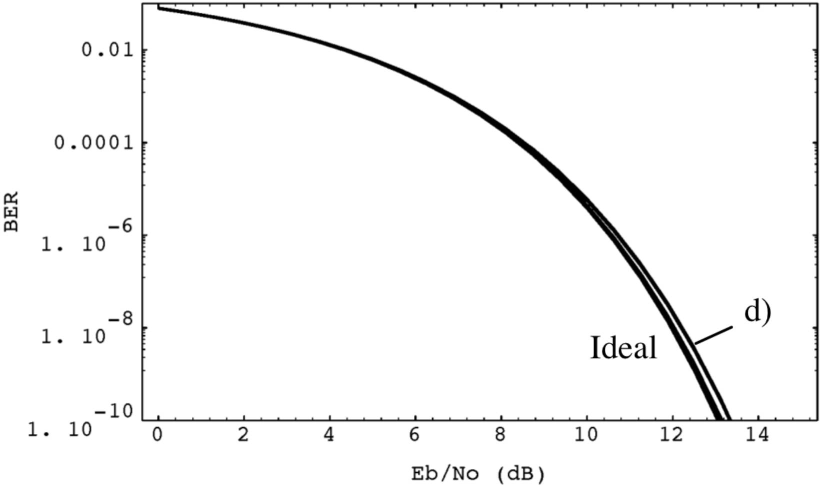
$$DC_{offset} = 0$$

.

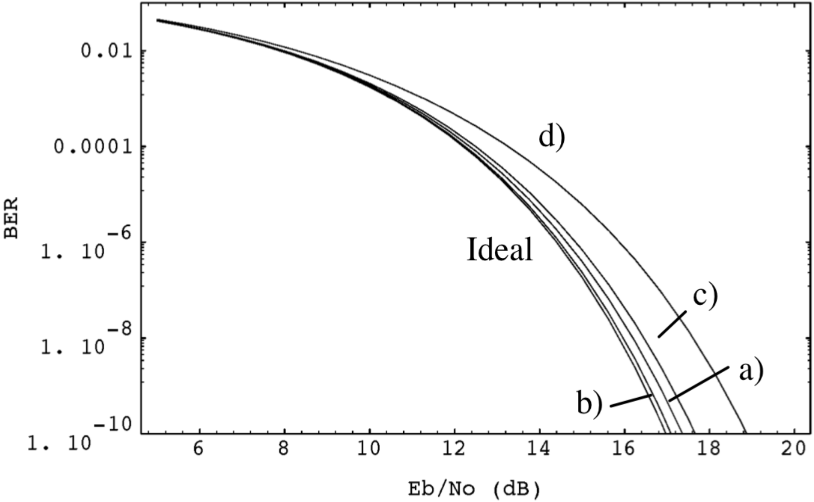
ErrQuad Tx/Rx(deg)	DésAmp(dB)	CL-Supp(dBc)	Fig
0.5/0.5	0.1(2%)	30	a)
0.5/0.5	0.1	∞	b)
1.0/1.0	0.3(7%)	∞	c)
3.0/2.0	0.5(12%)	∞	d)

Mêmes valeurs d'erreurs en Up et Down-conversion

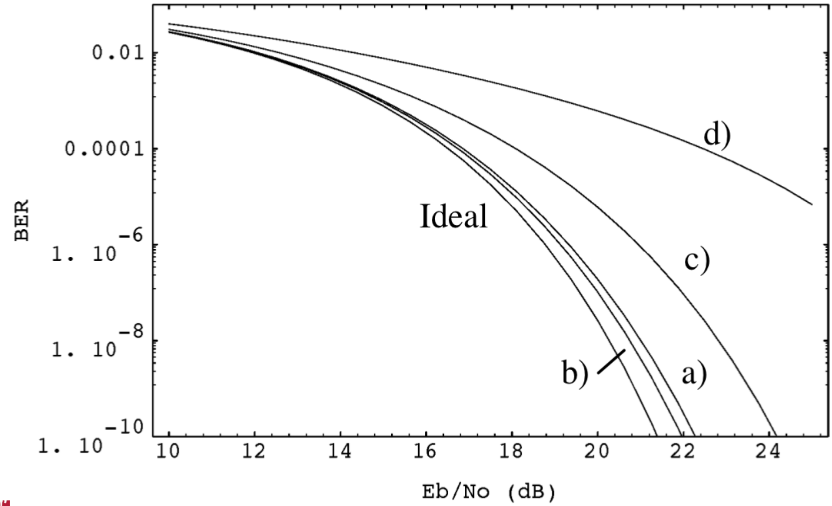
Exemple : BER-QPSK



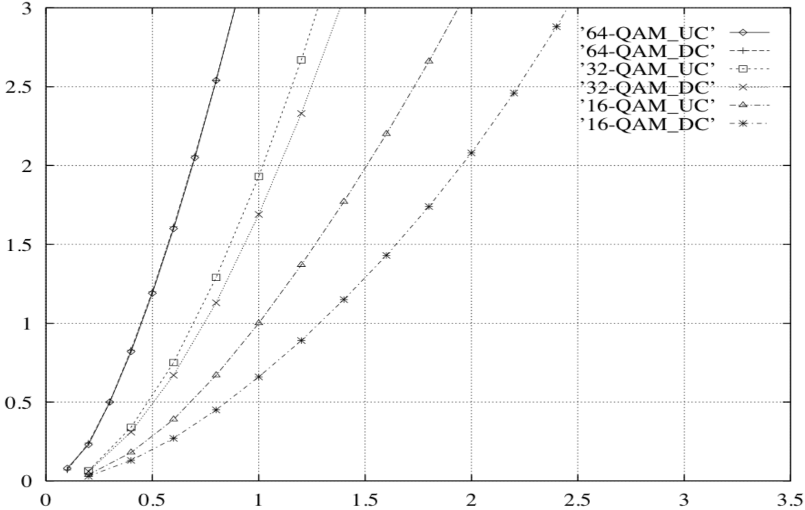
Exemple : BER-16QAM



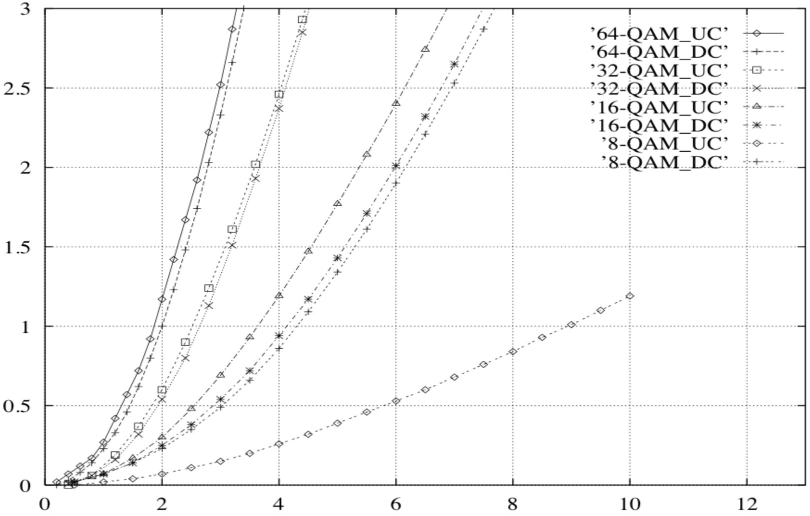
Exemple : BER-64QAM



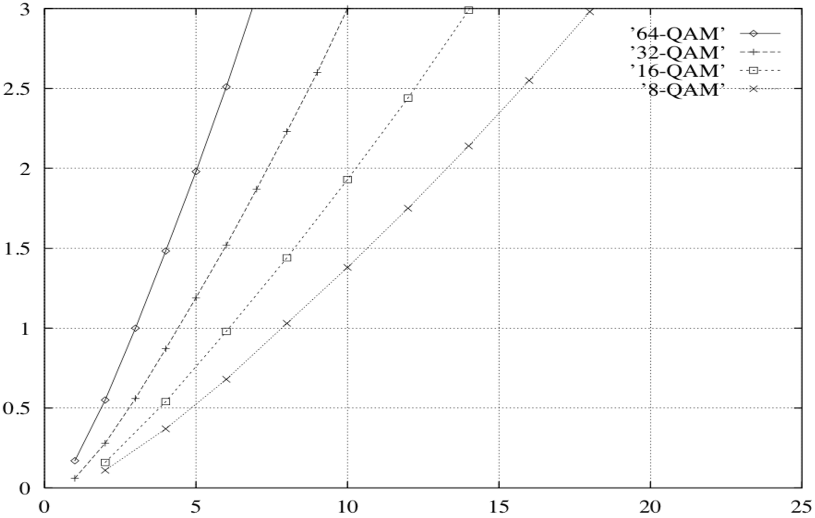
Pertes d'implantation - Déséquilibre d'amplitudes (en dB@10^{-6})



Pertes d'implantation - Erreur I-Q (en deg@10^{-6})



Pertes d'implantation - DC offset (en %@10^{-6})



FIN