Module TS217
Communications numériques sans-fil

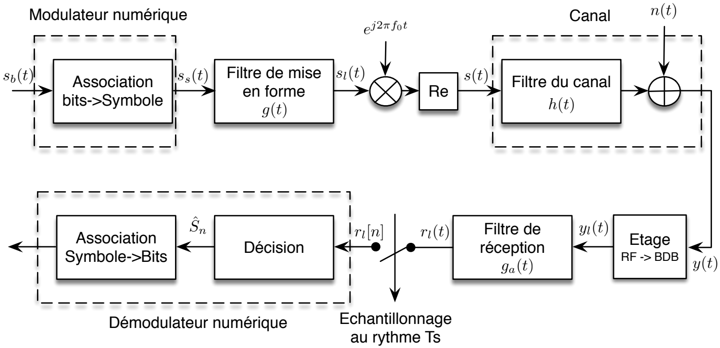
Romain Tajan

IMS, Groupe Signal et Image

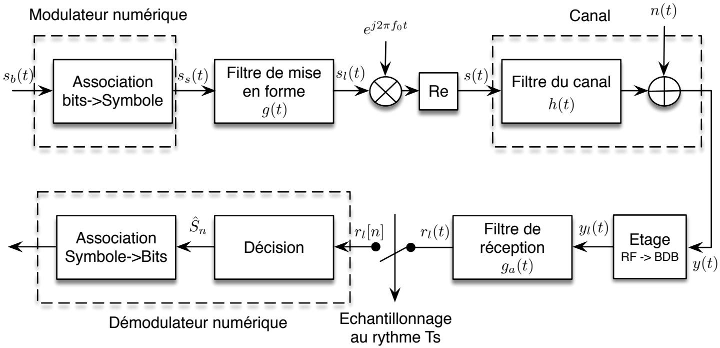
Plan

- Communications de base (canal AWGN),
- **Modélisation des canaux sans-fil (R. Tajan)**,
- **Égalisation (R. Tajan)**.
- **Techniques des communications numériques haut débit (G. Ferré)**.
- Organisation des parties 1 et 2 :
  - 5h20 de cours,
  - 6h40 de TP
- Évaluation : Examen écrit + TP

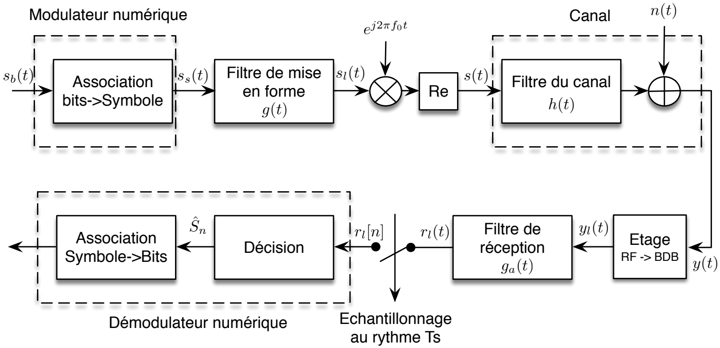
Plan



- $r(t) = Re\left(\tilde{r}(t)e^{j2\pi ft}\right)$



- $r(t) = Re\left(\tilde{r}(t)e^{j2\pi ft}\right)$
- $\tilde{r}_n = \sum_{k\in\mathbb{Z}} S_k v_{n-k} + \tilde{z}_n$ avec $v(t) = g(t) * h(t) * g_a(t)$



- $r(t) = Re\left(\tilde{r}(t)e^{j2\pi ft}\right)$
- $\tilde{r}_n = \sum_{k\in\mathbb{Z}} S_k v_{n-k} + \tilde{z}_n$ avec $v(t) = g(t) * h(t) * g_a(t)$
  - si $h(t) = \delta(t) \Rightarrow \tilde{r}_n = v_0 S_n + \tilde{z}_n$
  - si $h(t) \neq \delta(t) \Rightarrow \tilde{r}_n = v_0 S_n + \sum_{l=1}^{L-1} v_l S_{n-l} + \tilde{z}_n$

Pour combattre l'IES il faut égaliser le canal :

- Maximum de vraisemblance $\Rightarrow$ Algorithme de Viterbi
- Egaliseur à retour de décision (DFE)
- Egaliseur de Wiener
- Egaliseur de forçage à zéro

Problèmes : étape d'autant plus complexe que le canal est sélectif en fréquence et performances mitigées.

Objectifs de ce cours

1. Modéliser le canal
   - Bande de cohérence
   - Temps de cohérence
2. Présenter des techniques d'égalisation

Plan

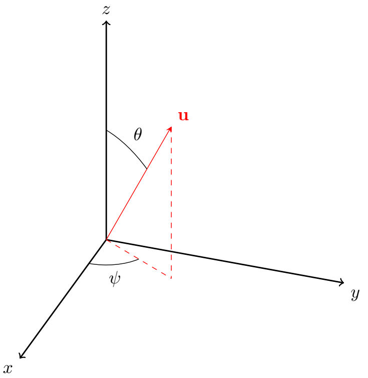
Plan

Champ électrique en champ lointain

Champ électrique en **champ lointain** pour la transmission de la sinusoïde $e^{j2\pi ft}$:

$$E(\mathbf{u}, t, f) = \frac{\alpha_t(\theta, \psi, f)}{r} e^{j2\pi f(t - \frac{r}{c})}$$

- $\mathbf{u} = (r, \theta, \psi)$ (coordonnées sphériques)
- c : vitesse de la lumière
- $\alpha_t(\theta, \psi, f)$, diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission + pertes antenne + déphasage antenne



Le champ électrique évolue en r^{-1} donc la puissance par m^2 en r^{-2}

Champ électrique reçu

Expression du **champ électrique** reçu par une antenne à la position **u** :

$$E_r(\mathbf{u}, t, f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r} e^{j2\pi f\left(t - \frac{r}{c}\right)}$$

avec $\alpha(\theta, \psi, f) = \alpha_t(\theta, \psi, f)\alpha_r(\theta, \psi, f)$

Fonction de transfert (entrée/sortie)

- Soit la fonction de transfert

$$H(\mathbf{u}, f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r} e^{-j2\pi f \frac{r}{c}}$$

la réponse du système à l'entrée $x(t) = e^{j2\pi ft}$ est

$$y(t) = x(t)H(f)$$

- Système **linéaire invariant par décalage**

Fonction de transfert (entrée/sortie)

- Soit la fonction de transfert

$$H(\mathbf{u}, f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r} e^{-j2\pi f \frac{r}{c}}$$

la réponse du système à l'entrée $x(t) = e^{j2\pi ft}$ est

$$y(t) = x(t)H(f)$$

- Système **linéaire invariant par décalage**
- La réponse à $x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{j2\pi ft}df$ est $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)X(f)e^{j2\pi ft}df$

Fonction de transfert (entrée/sortie)

- Soit la fonction de transfert

$$H(\mathbf{u}, f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r} e^{-j2\pi f \frac{r}{c}}$$

la réponse du système à l'entrée $x(t) = e^{j2\pi ft}$ est

$$y(t) = x(t)H(f)$$

- Système **linéaire invariant par décalage**
- La réponse à $x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{j2\pi ft}df$ est $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)X(f)e^{j2\pi ft}df$
- D'où $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)x(t-u)du$

Fonction de transfert (entrée/sortie)

- Soit la fonction de transfert

$$H(\mathbf{u}, f) = \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r} e^{-j2\pi f \frac{r}{c}}$$

la réponse du système à l'entrée $x(t) = e^{j2\pi ft}$ est

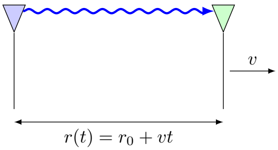
$$y(t) = x(t)H(f)$$

- Système **linéaire invariant par décalage**
- La réponse à $x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{j2\pi ft}df$ est $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)X(f)e^{j2\pi ft}df$
- D'où $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)x(t-u)du$

Supposons que $\alpha(\cdot)$ fonction de (θ, ψ) seulement, alors

$$y(t) = \frac{\alpha(\theta, \psi)}{r} x(t - \frac{r}{c})$$

Scénario 1 : antenne en mouvement

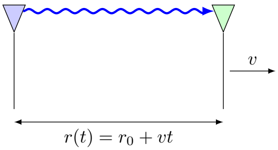


Expression du **champ électrique** reçu par une antenne en mouvement :

$$
\begin{aligned}
E_r((r_0 + vt, \theta, \psi), t, f) &= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f\left(t - \frac{r_0 + vt}{c}\right)} \\
&= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f\left(t\left(1 - \frac{v}{c}\right) - \frac{r_0}{c}\right)}
\end{aligned}
$$

On remarque un **décalage de la fréquence du signal reçu** de $-\frac{v}{c} f$

Scénario 1 : antenne en mouvement



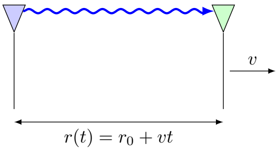
Expression du **champ électrique** reçu par une antenne en mouvement :

$$\begin{aligned} E_r((r_0 + vt, \theta, \psi), t, f) &= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f \left(t - \frac{r_0 + vt}{c}\right)} \\ &= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f \left(t\left(1 - \frac{v}{c}\right) - \frac{r_0}{c}\right)} \end{aligned}$$

On remarque un **décalage de la fréquence du signal reçu** de $-\frac{v}{c} f$

$\Rightarrow$ **Décalage Doppler**

Scénario 1 : antenne en mouvement



Expression du **champ électrique** reçu par une antenne en mouvement :

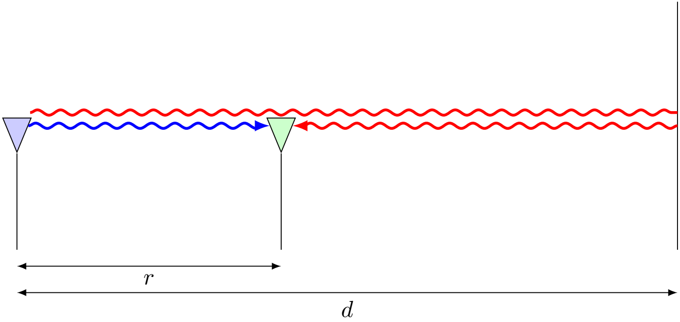
$$\begin{aligned} E_r((r_0 + vt, \theta, \psi), t, f) &= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f\left(t - \frac{r_0 + vt}{c}\right)} \\ &= \frac{\alpha(\theta, \psi, f)}{r_0 + vt} e^{j2\pi f\left(t\left(1 - \frac{v}{c}\right) - \frac{r_0}{c}\right)} \end{aligned}$$

On remarque un **décalage de la fréquence du signal reçu** de $-\frac{v}{c} f$

$\Rightarrow$ **Décalage Doppler**

La fonction de transfert n'est plus **invariante par déalage** !

Scénario 2 : réception à 2 trajets



Expression du **champ électrique** reçu par une antenne avec un mur réflecteur :

$$E_r(\mathbf{u}, t, f) = \frac{\alpha}{r} e^{j2\pi f\left(t - \frac{r}{c}\right)} - \frac{\alpha}{2d - r} e^{j2\pi f\left(t - \frac{2d-r}{c}\right)}$$

Écart de phase entre les deux trajets :

$$\Delta\phi = 4\pi f \frac{d - r}{c} - \pi$$

Scénario 2 : réception à 2 trajets

- Les interférences passent de constructives à destructives si f change de

$$\frac{1}{2}\left(\frac{2d-r}{c}-\frac{r}{c}\right)^{-1}$$

- $T_d = \dfrac{2d-r}{c} - \dfrac{r}{c}$ s'appelle l'**étalement temporel du canal**.
- $B_c = T_d^{-1}$ s'appelle la **bande de cohérence** du canal

Bande de cohérence

=

Bande de fréquence sur laquelle le **canal** peut être vu comme **plat**

Scénario 3 : combinaison des deux modèles précédents

Expression du **champ électrique** reçu par une antenne en mouvement avec un mur réflecteur :

$$E_r(\mathbf{u}, t, f) = \frac{\alpha}{r_0 + vt} e^{j2\pi f\left(t - \frac{r_0 + vt}{c}\right)} - \frac{\alpha}{2d - r_0 - vt} e^{j2\pi f\left(t - \frac{2d - r_0 - vt}{c}\right)}$$

Premier chemin $\Rightarrow$ Doppler $D_1 = -f\frac{v}{c}$

Second chemin $\Rightarrow$ Doppler de $D_2 = f\frac{v}{c}$

Étalement Doppler

$$D_s = D_2 - D_1$$

et le temps de cohérence comme

$$T_c = \frac{1}{4D_s}$$

Temps de cohérence

=

Temps pendant lequel le **canal** peut être vu comme **stable**

Scénario 3 : combinaison des deux modèles précédents

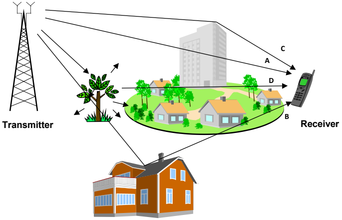
Pour t proche de 0 et r_0 proche de d, le champ E_r s'écrit

$$
\begin{aligned}
E_r(\mathbf{u}, t, f) &= \frac{\alpha}{r_0}\left(e^{j2\pi f\left(t-\frac{r_0+vt}{c}\right)} - e^{j2\pi f\left(t-\frac{2d-r_0-vt}{c}\right)}\right) \\
&= \frac{\alpha}{r_0} e^{j2\pi f\left(t-\frac{r_0}{c}\right)}\left(e^{-j2\pi f\frac{vt}{c}} - e^{j2\pi f\frac{vt}{c}}\right) \\
&= -2j\frac{\alpha}{r_0} e^{j2\pi f\left(t-\frac{r_0}{c}\right)} \sin\left(2\pi f\frac{vt}{c}\right)
\end{aligned}
$$

Modèle à trajets multiples

On considère un modèle à J trajets :

$$y(t) = \sum_{j=0}^{J-1} a_j(t)x(t - \tau_j(t))$$



La puissance perdue lors de la propagation est dûe :

- A la distance entre Tx et Rx (grande échelle),
- A l'environnement (effet de masquage - moyenne échelle),
- A la mobilité de Tx et/ou Rx $\Rightarrow$ Temps de cohérence T_c,
- Aux multi-trajets $\Rightarrow$ Bande de cohérence B_c.

Soit $x(t)$ le signal transmis, le signal reçu s'écrit : $y(t) = \int_{\mathbb{R}} h(\tau, t)x(t-\tau)d\tau$

Enveloppe complexe du signal reçu : $y_l(t) = \int_{\mathbb{R}} h_l(\tau, t)s_l(t-\tau)d\tau$

$h_l(\tau, t) \in \mathbb{C}$: **enveloppe complexe équivalente** du canal

Plan

Auto-corrélation de la réponse impulsionnelle

Définition

$$R_h(\tau, t, \Delta\tau, \Delta t) = \mathbb{E}\left[h_l\left(\tau, t\right) h_l^*\left(\tau - \Delta\tau, t - \Delta t\right)\right]$$

Hypothèses :

- Stationnarité : $R_h(\tau, t, \Delta\tau, \Delta t)$ ne dépend pas de t
- En l'**absence de trajet direct** $h(\tau, t) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_\tau^2)$ (Canal Rayleigh)
- $h(\tau, t)$ indépendant de $h(\tau - \Delta\tau, t - \Delta t)$ si $\Delta\tau \neq 0$

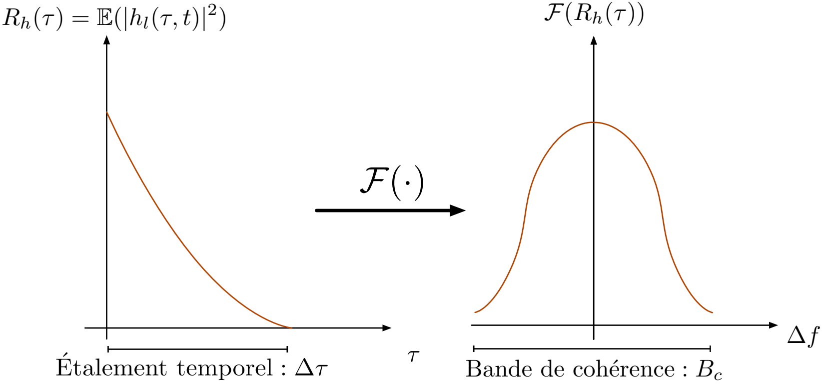
On montre que :

$$R_h(\tau, t, \Delta\tau, \Delta t) = R_h(\tau, \Delta t)\delta(\Delta\tau)$$

Auto-corrélation de la réponse impulsionnelle

Énergie reçue pour le trajet de retard τ :

$$R_h(\tau) = \mathbb{E}\left[|h_l(\tau, t)|^2\right]$$



Sélectivité fréquentielle

Bande de cohérence

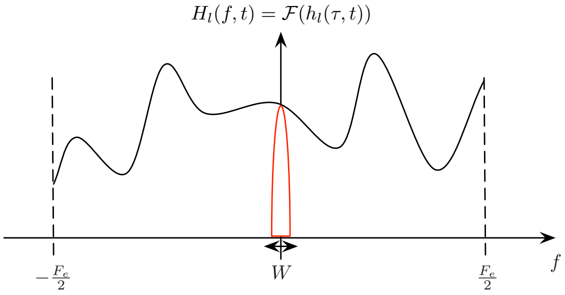
Définie comme l'**inverse de l'étalement temporel** $\Delta\tau$: $B_c = \frac{1}{T_d}$.

Soit W la largeur de bande du signal émis :

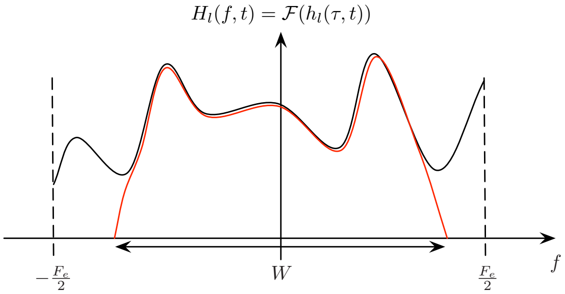
- $W \ll B_c \Rightarrow$ le canal de propagation est **non sélectif en fréquence**.
- $W > B_c \Rightarrow$ le canal de propagation est **sélectif en fréquence**.
- $T_s \gg T_d \Rightarrow$ le canal est **non sélectif en fréquence**
- $T_s < T_d \Rightarrow$ le canal est **sélectif en fréquence**

Les systèmes de communications haut débit sont plus complexes à mettre en oeuvre que les systèmes bas débit.

Sélectivité fréquentielle



Sélectivité fréquentielle



Auto-corrélation de la fonction de transfert

Définition

$$R_H(f, t, \Delta f, \Delta t) = \mathbb{E}\left[H_l\left(f, t\right) H_l^*\left(f - \Delta f, t - \Delta t\right)\right]$$

Hypothèses :

- Stationnarité : $R_h(\tau, t, \Delta\tau, \Delta t)$ ne dépend pas de t
- En l'**absence de trajet direct** $h(\tau, t) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_\tau^2)$ (Canal Rayleigh)
- $h(\tau, t)$ indépendant de $h(\tau - \Delta\tau, t - \Delta t)$ si $\Delta\tau \neq 0$

On montre que :

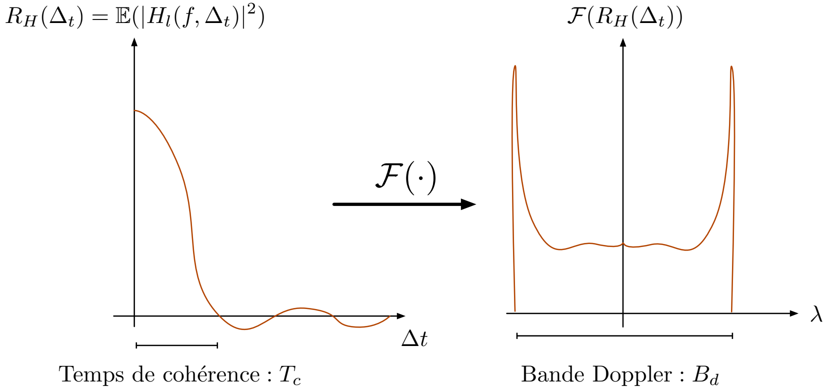
$$R_H(f, t, \Delta f, \Delta t) = \mathcal{F}\left(R_h\left(\tau, \Delta t\right)\right)$$

ne dépend que de Δf et Δt.

Auto-corrélation de la fonction de transfert

Énergie reçue autour de la fréquence f, à l'instant Δ_t :

$$R_H(\Delta_t) = \mathbb{E}\left[\left|H_l\left(f, \Delta t\right)\right|^2\right]$$



Sélectivité temporelle

Vitesse relative entre Tx et Rx $\Rightarrow$ décalage de fréquence (effet Doppler) $f_d = v\frac{f_c}{c}$

Bande Doppler : $B_d = [-f_d, f_d]$ le **temps de cohérence** vaut alors $T_c = \frac{1}{B_d}$.

Soit T_p la durée d'un paquet, on peut classifier le canal de la façon suivante :

- Si $T_p \ll T_c$ le canal est dit **non sélectif en temps**,
- Si $T_p < T_c$: **évanouissements lents**,
- Si $T_p > T_c$: **évanouissements rapides**,

Les systèmes de communications sans-fil terrestres mobiles sont en général non sélectif en temps.

Conclusion Sélectivité

B_c Bande Passante, W

Canal plat $y_l(t) = h_0.s_l(t) + n_l(t)$	**Canal sélectif en fréquence** $y_l(t) = \int_{\mathbb{R}} h_l(\tau)s_l(t-\tau)d\tau + n_l(t)$
Canal sélectif en temps $y_l(t) = h_l(t)s_l(t) + n_l(t)$	**Canal doublement sélectif** $y_l(t) = \int_{\mathbb{R}} h_l(\tau, t)s_l(t-\tau)d\tau + n_l(t)$

T_c

Durée paquet, T_p

Plan

- Principes des communications haut-débit (4G, TNT, WiFi),
- Techniques de synchronisations,
- Dirty RF,
- Systèmes à antennes multiples (MIMO),
- Etalement de spectre,
- Radio-intelligente, 4G et 5G.

Plan

Bibliographie

- R. van Nee et R. Prasad, « OFDM for wireless multimedia communications », 2000.
- A. Burr, « Modulation and coding for wireless communication », 2001.
- A. Molisch, « Wideband wireless digital communication », 2001.