

# TP du module TS217

R. Tajan

## 1 Objectifs et évaluation

L'objectif de ce TP de modélisation des canaux et d'égalisation est de simuler, à l'aide du logiciel Matlab, des chaînes de communications numériques en présence de canaux sélectifs en fréquences.

Les TP se font en **binôme ou monôme** et l'évaluation porte sur une note de rapport et une note de travail continu (en séances).

Concernant le rapport, il ne doit pas excéder **10 pages**, vous devez fournir un document scientifique et technique, qui doit présenter votre travail, vos choix techniques et dans lequel **tous les résultats obtenus doivent être interprétés et commentés**. Les codes Matlab doivent également être transmis à votre enseignant. Ils doivent pouvoir être compris rapidement. Cela passe par l'utilisation de commentaires. Les commentaires doivent permettre de répondre au moins à la question : que fait la ligne de code ? Une attention particulière doit être portée à la lisibilité du programme. Les rapports et les codes doivent être rendus par l'intermédiaire de la plateforme Thor.

## 2 Développement de l'émetteur

Dans ce TP, nous considérerons la transmission de  $N_s = 5000$  symboles QPSK avec mapping de Gray. Le débit symbole est supposé constant à  $D_s = 1\text{Msymboles/s}$ . Le facteur de sur-échantillonnage considéré est  $F_{se} = \frac{T_s}{T_e} = 4$  imposant une fréquence d'échantillonnage des signaux dans le canal de  $F_e = 4\text{MHz}$ .

Les symboles sont mis en forme par un filtre en racine de cosinus surélevé avec les paramètres suivants :

- $SPAN = 8 (T_s)$
- $F_{se} = 4$
- $\alpha = 0.35$  (rolloff)

Vous pourrez utiliser la fonction `rcosdesign` de Matlab pour synthétiser ce filtre.

## 3 Développement du canal

L'objectif de cette section est de se familiariser avec les concepts de simulation des canaux multi-trajets, en considérant des cas d'usages simples à 2 trajets.

Le canal à 2 trajets que vous devez simuler est donné par

$$h_n = \frac{1}{C}(\delta(n) + \alpha e^{j\phi} \delta(n - d))$$

où  $\alpha \in [0, 1]$  et  $\phi \in [0, \pi]$ ,  $d > 0$  et  $C$  une constante qui assure que  $\sum_n |h_n|^2 = 1$ .

Une fois implémenté la synthèse de ce filtre, tracer la réponse en fréquence des canaux suivants :

1.  $\alpha = 1, d = 1, \phi = 0$
2.  $\alpha = 1, d = 4, \phi = 0$
3.  $\alpha = 1, d = 1, \phi = \frac{\pi}{4}$
4.  $\alpha = 0.5, d = 1, \phi = 0$
5.  $\alpha = 0.5, d = 4, \phi = 0$

Montrer, à l'aide de ces spectres la relation existante entre l'étalement temporel du canal et la bande de cohérence. Vous étudierez aussi l'impact de  $\alpha$  et  $\phi$  sur la sélectivité du canal.

En traçant les constellations des symboles reçus après filtrage adapté et échantillonnage, illustrer le fait qu'une étape d'égalisation est nécessaire.

## 4 Égalisation

**Le filtre de réception sera adapté uniquement au filtre de mise en forme.**

Si vous implémentez ce canal en utilisant le filtre numérique de la partie précédente, il faut penser à compenser le retard de 10 échantillons qu'il introduit en plus du retard lié à la causalité du filtre adapté.

Les étapes pour calculer les filtres égaliseurs sont les suivantes :

1. Calculer le filtre équivalent  $v_n = (g * h * g_a)(nTs)$
2. Calculer les coefficients du filtre égaliseur, après filtrage adapté et échantillonnage au temps symbole.

Afin de calculer les coefficients d'un filtre égaliseur de réponse impulsionnelle finie de longueur  $P$ , le signal  $r_n$  (sur une fenêtre de  $P$  échantillons) est réécrit d'abord exprimée en fonction des symboles  $s_n$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} r_{n-P+1} \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L-1} & \cdots & v_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & v_{L-1} & & v_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & v_{L-1} & \cdots & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{n-P-L+1} \\ \vdots \\ s_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{n-P+1} \\ \vdots \\ z_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

Cette expression qui peut être réécrite de façon plus compacte comme

$$\mathbf{r}_n = V_n \mathbf{s}_n + \mathbf{z}_n \quad (2)$$

L'approche par forçage à zéro pour estimer l'un des symboles du vecteur  $\mathbf{s}_n$  (i.e.  $s_{n-d}$ ) à partir de  $\mathbf{r}_n$  en inversant  $V_n$

$$\hat{s}_{n-d} = \mathbf{e}_{P-d}^\dagger V_n^\dagger (V_n V_n^\dagger)^{-1} \mathbf{r}_n = w_{ZF}^\dagger(d) \mathbf{r}_n$$

Le filtre égaliseur est alors obtenu en trouvant la valeur de  $d$  qui minimise l'IES en sortie de l'égalisation. Pour chaque valeur de  $d$  calculer

1. la convolution de  $v_n$  par un filtre de coefficients  $w_{ZF,-n}^*$ ,  $p_n^{(d)} = v_n * w_{ZF,-n}^*(d)$
2. un rapport signal à interférences :  $S_d = \sum_k \frac{|p_k^{(d)}|^2}{|p_d^{(d)}|^2} - 1$
3. trouver la valeur de  $d$  maximisant le niveau précédent :  $d^* = \arg \min_d S_d$

1. Tracer les constellations des symboles avant et après égalisation ZF pour  $\alpha = 1$ ,  $P = 10$ ,  $P = 30$ ,  $P = 100$
2. Tracer les constellations des symboles avant et après égalisation MMSE pour  $\alpha = 1$ ,  $P = 10$ ,  $P = 30$ ,  $P = 100$
3. Tracer dans les deux cas (ZF ou MMSE) la probabilité d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit pour  $\alpha = 1$  et  $\alpha = 0.5$ .

Expliquer vos résultats.

## 5 Contacts

— Romain Tajan - [romain.tajan@ims-bordeaux.fr](mailto:romain.tajan@ims-bordeaux.fr)