

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 α et ϕ 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 valeurs 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