



ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE D'ÉLECTRONIQUE, D'INFORMATIQUE,
D'HYDRAULIQUE ET DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

TP EGALISATION CANAL

15 janvier 2022

Iliass SIJELMASSI

Ayoub NAJMEDDINE

INP ENSEEIHT

2^{ème} année SN

Sommaire

1	Egalisation dans le domaine temporelle	1
1.1	Canal de transmission	1
1.2	Egaliseurs temporels a structure non contrainte	5
1.3	Egaliseurs temporels a structure RIF.	6
1.4	Egaliseur Maximum de vraisemblance	6
2	Egalisation lineaire fréquentielle	7
2.1	Transmission sur canal selectif en fréquence : égalisation fréquentielle	7
2.2	Transmission multi-utilisateurs	8

Partie 1

Egalisation dans le domaine temporelle

1.1 Canal de transmission

Le signal émis est transmis dans un canal sélectif en fréquence dont on pourra prendre la réponse impulsionnelle du canal équivalent comme suit :

- $h_A = [0.04, -0.05, 0.07, -0.21, -0.5, 0.72, 0.36, 0, 0.21, 0.03, 0.07]$
- $h_B = [0.407, 0.815, 0.407]$
- $h_C = [0.227, 0.46, 0.688, 0.46, 0.227]$

On étudiera également des canaux de type

$$h(z) = 1 - az^{-1}$$

où $|a| < 1$.

On ajoutera ensuite un bruit Gaussien à la chaîne de transmission précédente. On pourra utiliser plusieurs puissances de bruit que l'on calculera en fonction de E_s/N_0 (rapport signal sur bruit par symbole codé). On rappelle que la variance du bruit à appliquer sur les voies en phase et quadrature du bruit complexe $n_e(t)$ s'écrit en fonction du E_s/N_0 souhaité de la manière suivante :

$$\sigma_{n_I} = \sigma_{n_Q} = \frac{\sum_n |h(n)|^2 \sigma_s^2}{2E_s/N_0}$$

où σ_s représente la variance des symboles s_n , $h(n)$ la réponse impulsionnelle du canal discret équivalent et E_s/N_0 le rapport signal à bruit par symbole à l'entrée du récepteur. Le modèle de réception est alors donné par :

$$y[n] = h * x[n] + b[n]$$

- Nous allons à présent tracer les densités spectrales de puissances à l'émission, en sortie du canal, et en sortie de notre égaliseur ZF.
- Au vu des résultats, on remarque que le filtre ZF, qui se base sur l'inversion de la réponse fréquentielle du canal qu'il cherche à égaliser, a des performances correctes pour des canaux peu sélectif en fréquence.

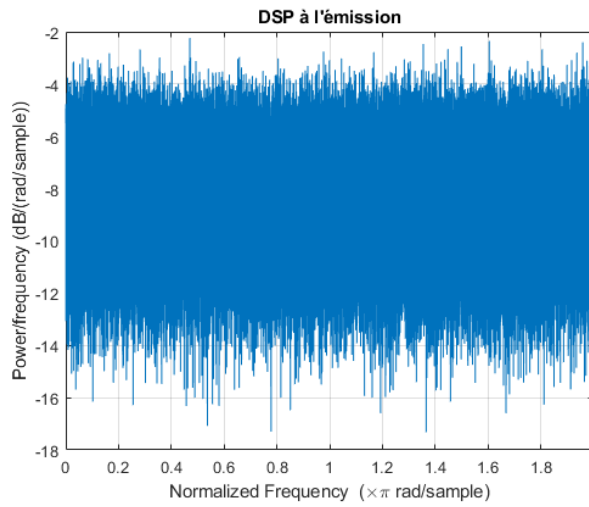


FIGURE 1.1 – DSP à l'émission.

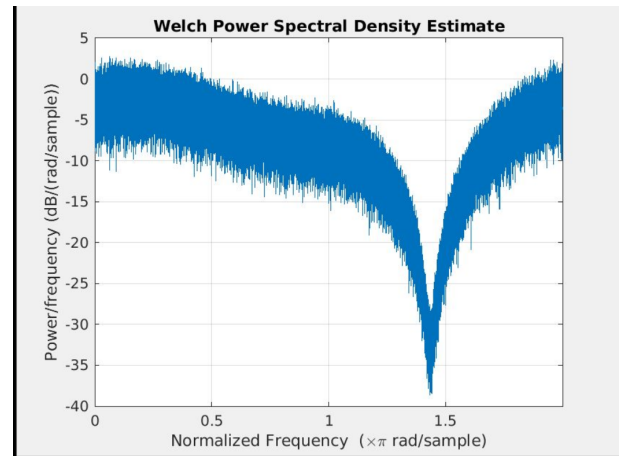


FIGURE 1.2 – DSP après passage par le canal.

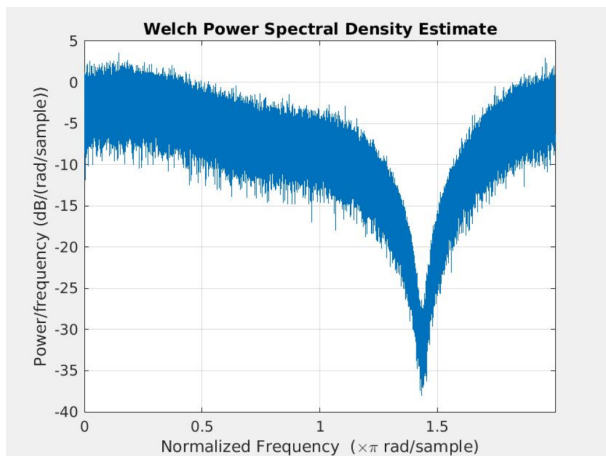


FIGURE 1.3 – DSP avec bruit.

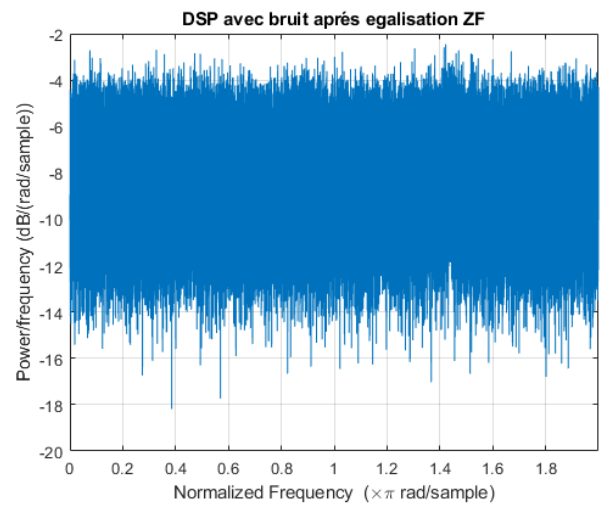


FIGURE 1.4 – DSP après égalisation ZF.

- On visualise les constellations des symboles reçus avant l'égalisation avec et sans bruit on obtient les figures suivantes pour deux types de canaux :

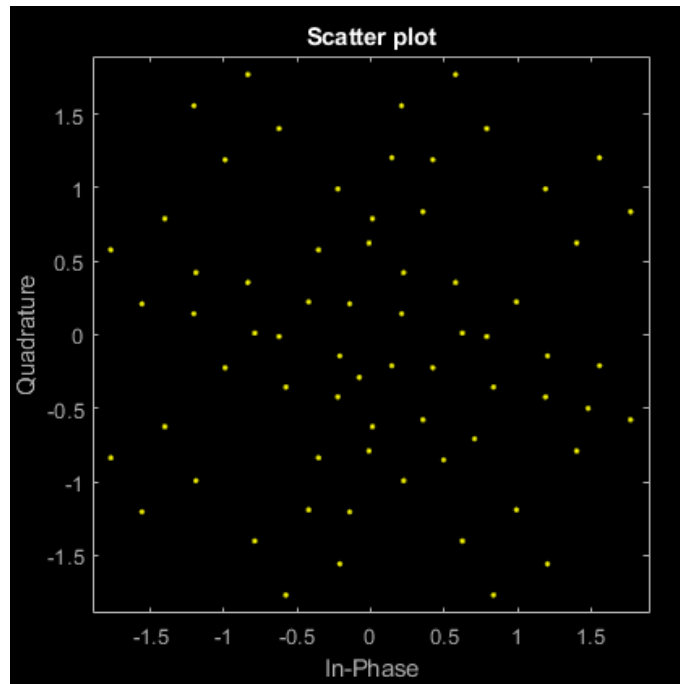


FIGURE 1.5 – Constellations obtenu sans bruit

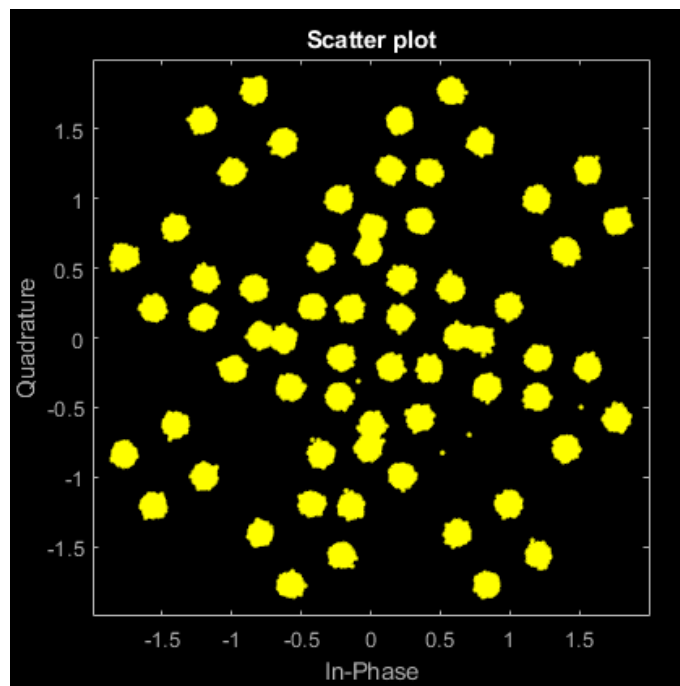


FIGURE 1.6 – Constellations obtenu avec bruit

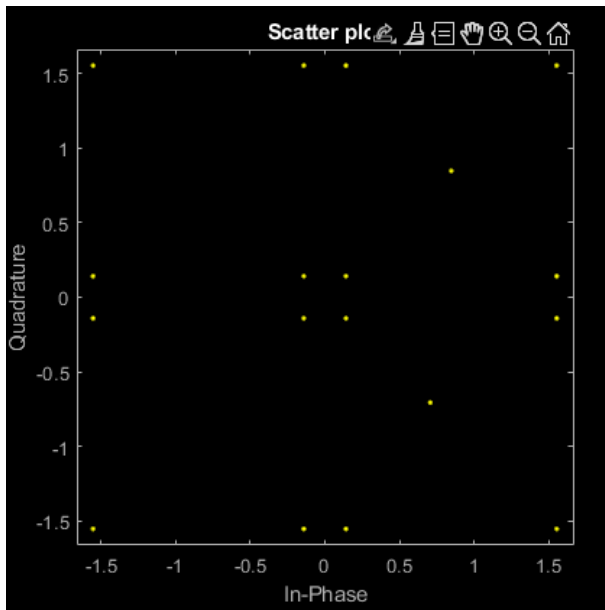


FIGURE 1.7 – Constellations obtenu sans bruit

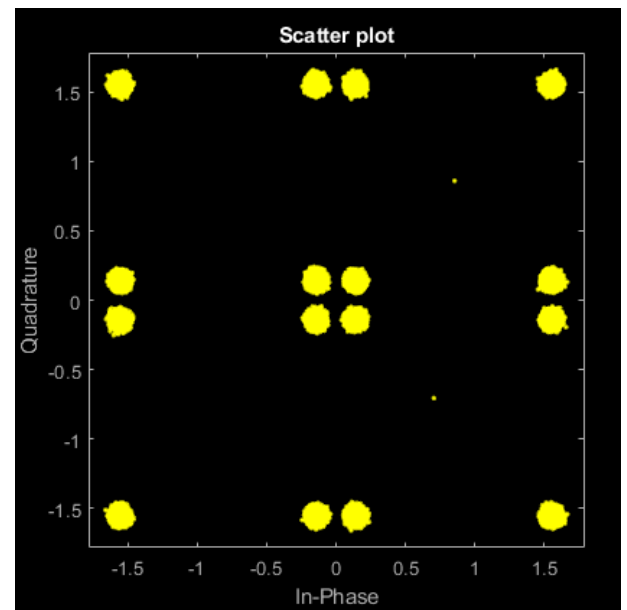


FIGURE 1.8 – Constellations obtenu avec bruit

- On remarque que le bruit change la forme de modulation QPSK pour les deux types de canaux, produisant des dilatations des constellations.

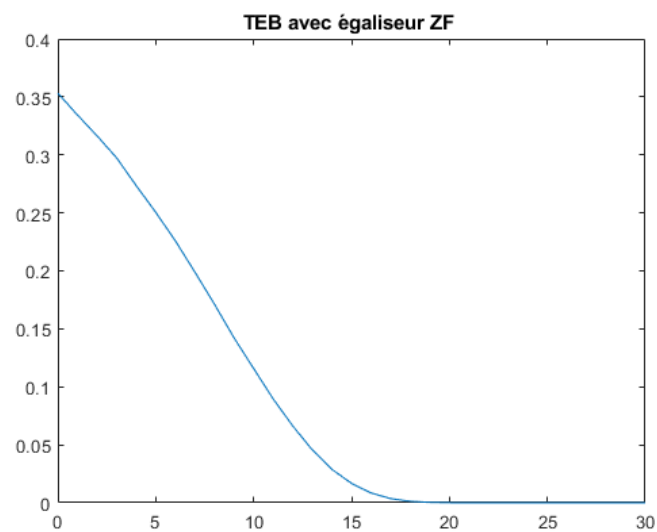


FIGURE 1.9 – TEB avec égaliseur ZF

1.2 Égaliseurs temporels a structure non contrainte

Le première méthode d'égalisation que nous allons implémenter est l'égaliseur ZF. Le principe de cette méthode est d'inverser la réponse fréquentielle $H(z)$ du canal considéré.

Le problème étant qu'une inversion de cette réponse peut potentiellement amplifier le bruit pour certaines plages de fréquences, c'est pourquoi on ne tiendra pas compte du bruit pour le filtre ZF.

La seconde méthode employée est celle utilisant un filtre MMSE (Minimum Mean Square Error). Ce filtre a l'avantage de tenir compte du bruit, ce qui lui permet d'être plus performant que le filtre ZF. Le principe de ce filtre est de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de l'égaliseur et le symbole que l'on souhaite estimer.

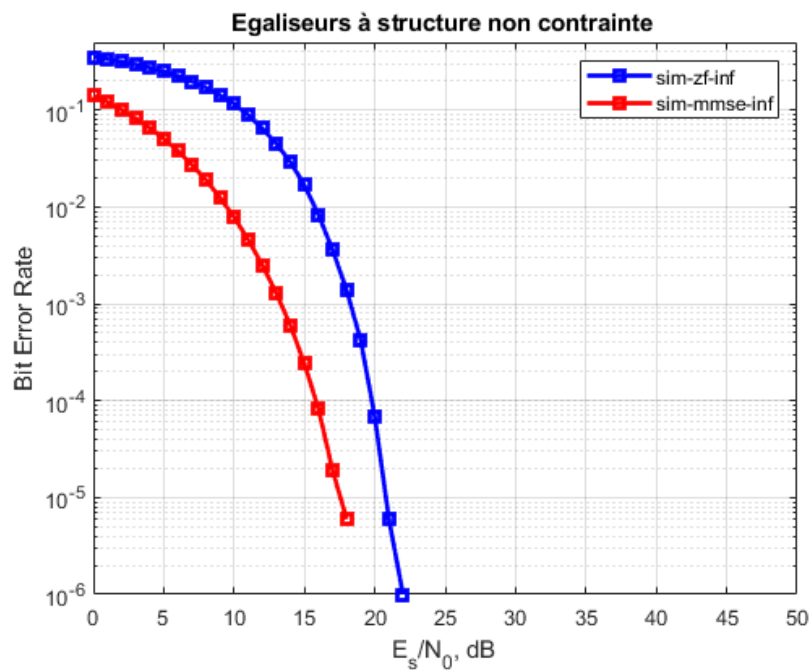


FIGURE 1.10 – TEB de la chaîne avec égalisation à structure non contrainte

- Le filtre MMSE prend en considération le bruit ajouté, contrairement au filtre ZF qui force les ISI à zéro sans prendre en compte le bruit.

1.3 Egaliseurs temporels a structure RIF.

Comme précédemment avec le filtre ZF, le filtre MMSE est de type RIF. On définit alors une fonction de coût J que l'on souhaite minimiser :

$$J(f) = \|Hw - 1_d\|_2^2$$

Le problème à résoudre est donc un problème de minimisation au sens des moindres carrés. la solution unique de ce problème est alors donnée par :

$$w_{zfLS} = (H^+H)^{-1}H^+1_d$$

où H^+ l'opérateur conjoint de transposition et de conjugaison.

Il nous reste donc à choisir un retard optimal. Pour une taille de filtre w donnée, on atteint donc le minimum de $J(f)$ pour un délai d correspondant à l'élément de la diagonale de $P = H(H^+H)^{-1}H^+$ le plus grand.

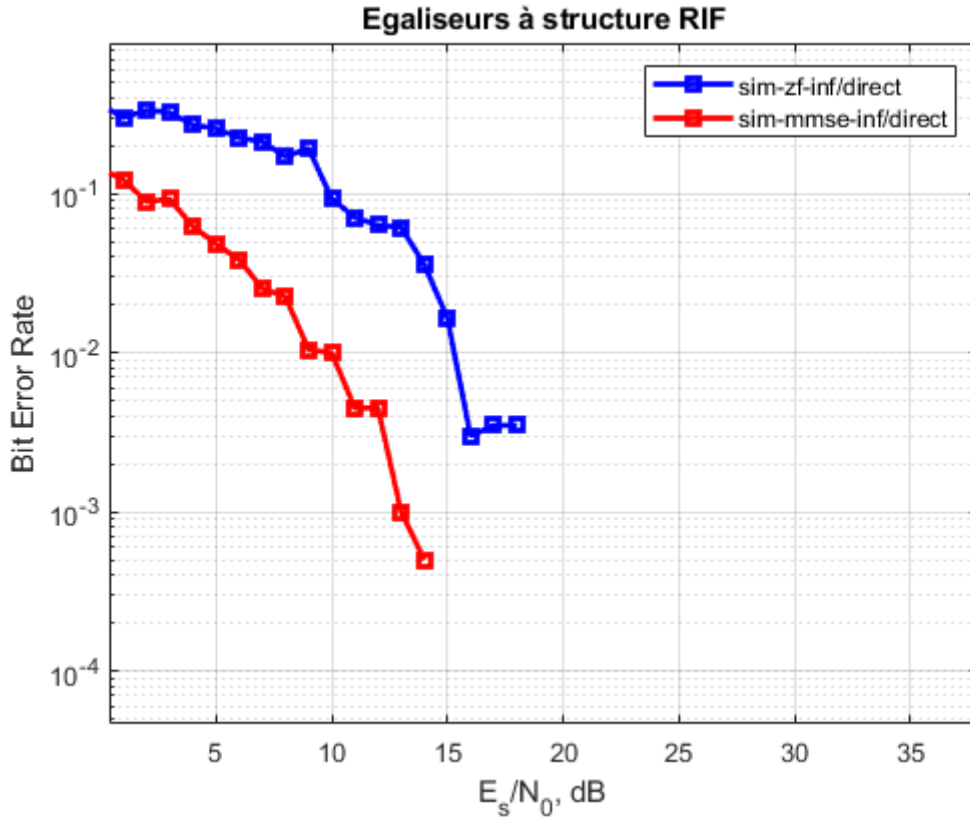


FIGURE 1.11 – TEB de la chaîne avec égalisation à structure RIF

Comme attendu le filtre MMSE toujours plus efficace en puissance que le filtre ZF.

1.4 Egaliseur Maximum de vraisemblance

Partie 2

Egalisation lineaire fréquentielle

Dans Cette section, On réalise l'implémentation des différentes blocs de transmission sur matlab, et des égaliseurs ZF et MMSE après le canal de transmission, dans le cas frequenciel.

2.1 Transmission sur canal selectif en fréquence : égalisation fréquentielle

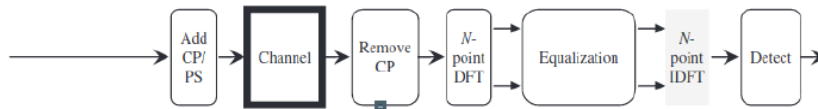
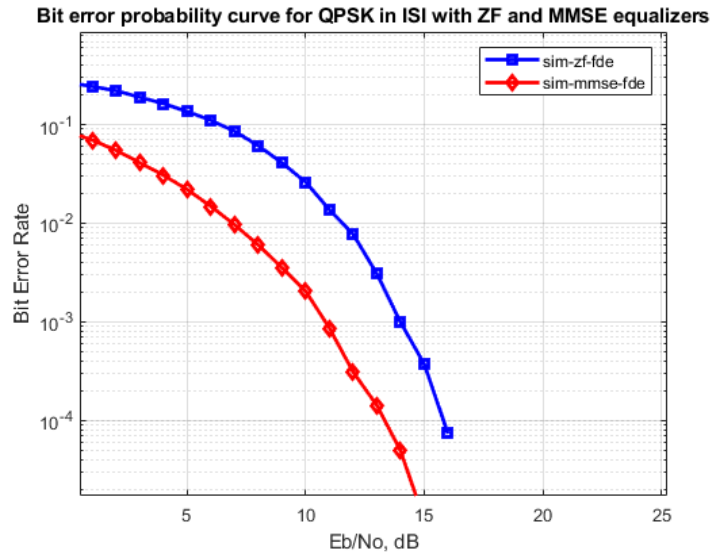


FIGURE 2.1 – Caption

$$W_{zf} = \frac{H^*[k]}{|H[k]|^2}$$

$$W_{mmse}[k] = \frac{H^*[k]}{|H[k]|^2 + (E_s/N_0)^{-1}}$$

Dans les trois cas de canaux, les performances du filtre MMSE sont meilleures que celles du filtre ZF. ce dernier a des performances correctes pour des canaux peu sélectif en fréquence.



2.2 Transmission multi-utilisateurs

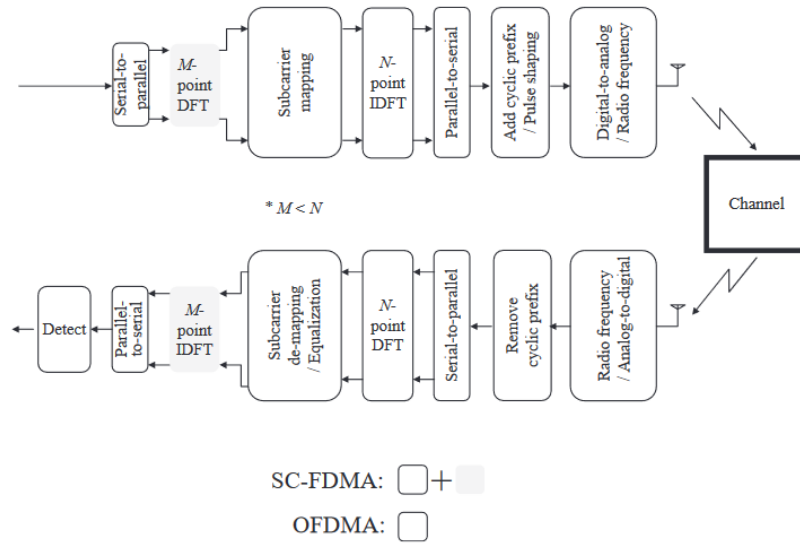


FIGURE 2 – Schémas SC-FDMA vs OFDMA

On s'intéresse dans cette partie à transmission multi-utilisateurs, dans le cas de deux utilisateurs on implémente les systèmes SC-FDMA représenté par la figure 2.

Bit error probability curve for QPSK in ISI with ZF and MMSE equalizers

