



Projet de Traitement Numérique du Signal Simulation d'une transmission au format DVB-RCS Voie retour par satellite

Gouilloud Clément
Xu Thierry

Département Sciences du Numérique - Première année
2021-2022

Table des matières

1	Introduction	3
2	Construction du signal MF-TDMA à décoder	3
2.1	Paramètres	3
2.2	Etude théorique	3
2.2.1	Calcul de la densité spectrale de puissance	3
2.2.2	Expression de la puissance du bruit à ajouter	4
2.3	Implantation	5
2.3.1	Modulation bande base	5
2.3.2	Construction du signal MF-TDMA	6
3	Mise en place du récepteur MF-TDMA	7
3.1	Démultiplexage des porteuses	7
3.1.1	Synthèse du filtre passe-bas	7
3.1.2	Synthèse du filtre passe-haut	9
3.1.3	Filtrage	10
3.2	Retour en bande de base	10
3.3	Détection du slot utile	11
3.4	Démodulation bande de base	11
4	Conclusion	11

Table des figures

1	Construction du signal MF-TDMA à décoder	3
2	Représentation temporelle et DSP de $m_1(t)$ et $m_2(t)$	5
3	Signal NRZ sur sa porteuse	6
4	Représentation temporelle et densité spectrale de puissance du signal MF_TDMA	6
5	Récepteur MF-TDMA à implanter	7
6	Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-bas	8
7	Module de la réponse en fréquence du filtre passe-bas et densité spectrale de puissance du signal MF_TDMA	8
8	Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-haut	9
9	Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-haut	10
10	Tracés des signaux $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$ après filtrage.	10
11	Tracés des signaux $\widehat{x}_1(t)$ et $\widehat{x}_2(t)$ après retour en bande de base.	11
12	Messages obtenus après décryptage	11

1 Introduction

L'objectif principal de ce projet était de simuler une transmission de type DVB-RCS avec deux utilisateurs, chacun émettant un message sur une porteuse et dans un time slot donné et d'identifier un des professeurs de notre département grâce au décryptage des deux messages codés envoyés par les utilisateurs.

Pour cela nous avons du répondre à des objectifs intermédiaire : construction de la trame MF-TDMA à partir des messages à envoyer par les deux utilisateurs et mise en place d'un récepteur MF-TDMA situé dans la station d'interconnexion qui doit extraire et restaurer les données de tous les utilisateurs ayant accès au système ce qui comprend le démultiplexage des porteuses, la détection des slots occupés par chaque utilisateur et le décodage des données transportées.

2 Construction du signal MF-TDMA à décoder

La figure 1 présente la trame MF-TDMA à étudier, implanter puis décoder.

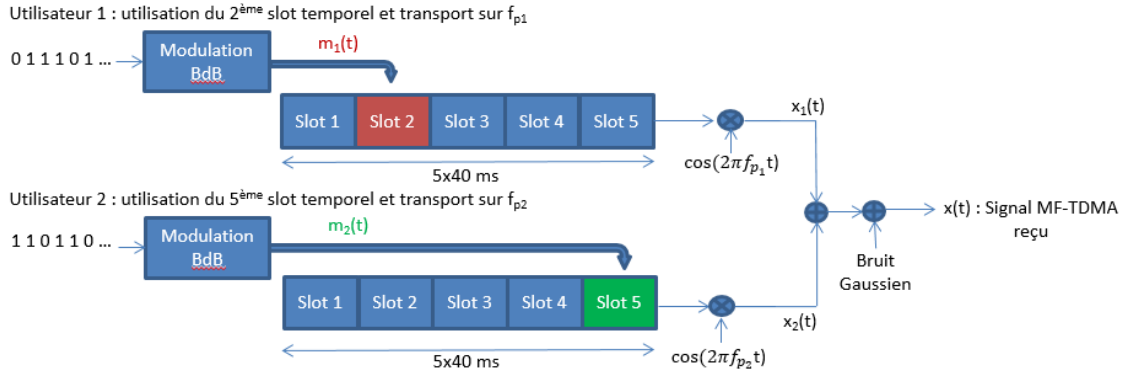


FIGURE 1 – Construction du signal MF-TDMA à décoder

2.1 Paramètres

La trame MF-TDMA est composée de 2 porteuses, $f_{p1} = 0$ kHz et $f_{p2} = 46$ kHz, contenant chacune 5 timeslots de durées $T = 40$ ms. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 128 kHz. Les deux utilisateurs vont accéder au système en utilisant la trame de la manière suivante :

- L'utilisateur n° 1 exploite le 2^{me} timeslot de la porteuse n° 1 (f_{p1}).
- L'utilisateur n° 2 exploite le 5^{me} timeslot de la porteuse n° 2 (f_{p2}).

Le canal de transmission considéré sera à bruit additif blanc et Gaussien (canal AWGN : Additive White Gaussian Noise). La puissance du bruit à ajouter devra être déduite du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) souhaité donné en dB.

2.2 Etude théorique

Le signal MF-TDMA non bruité peut s'écrire de la manière suivante :

$$x(t) = m_1(t) \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + m_2(t) \cos(2\pi f_2 t + \phi_2)$$

2.2.1 Calcul de la densité spectrale de puissance

On a deux solutions pour calculer la densité spectrale de puissance :

Premièrement, on peut considérer les signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ comme aléatoires, indépendants et centrés, et stationnariser le signal MF-TDMA en considérant des phases aléatoires dans les cosinus : ϕ_1 et ϕ_2 des variables aléatoires indépendantes uniformément réparties sur $[0, 2\pi]$.

Par définition, la densité spectrale de puissance s'écrit :

$$S_x(f) = TF[R_x(\tau)]$$

Or on a :

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t)x^*(t-\tau)] \\ &= E[(m_1(t)\cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + m_2(t)\cos(2\pi f_2 t + \phi_2))(m_1(t-\tau)\cos(2\pi f_1(t-\tau) + \phi_1) \\ &\quad + m_2(t-\tau)\cos(2\pi f_2(t-\tau) + \phi_2))] \\ &= \frac{1}{2}(R_{m_1}(\tau)\cos(2\pi f_1 \tau) + R_{m_2}(\tau)\cos(2\pi f_2 \tau)) \end{aligned}$$

En passant à la transformée de Fourier et en utilisant ses propriétés, on obtient :

$$\begin{aligned} S_x(f) &= TF[R_{m_1}(\tau)] * \frac{1}{2}TF[\cos(2\pi f_1 \tau)] + TF[R_{m_2}(\tau)] * \frac{1}{2}TF[\cos(2\pi f_2 \tau)] \\ &= S_{m_1}(f) * (\frac{1}{4}(\delta(f-f_1) + \delta(f+f_1))) + S_{m_2}(f) * (\frac{1}{4}(\delta(f-f_2) + \delta(f+f_2))) \\ &= \frac{1}{4}(S_{m_1}(f-f_1) + S_{m_1}(f+f_1) + S_{m_2}(f-f_2) + S_{m_2}(f+f_2)) \end{aligned}$$

On peut aussi calculer la densité spectrale de puissance en considérant les signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ comme déterministes à énergie finie et occupant la même bande de fréquence $[-b, b]$ autour de 0, avec $b \ll f_{p1}$ et $b \ll f_{p2}$. Pour simplifier les calculs, on pourra prendre :

$$\phi_1 = \phi_2 = 0$$

.

Par définition la densité spectrale de puissance s'écrit :

$$\begin{aligned} S_x(f) &= |TF[x(t)]|^2 \\ &= |\frac{1}{2}(M_1(f-f_1) + M_1(f+f_1) + M_2(f-f_2) + M_2(f+f_2))|^2 \\ &= \frac{1}{4}(|M_1(f-f_1)|^2 + |M_1(f+f_1)|^2 + |M_2(f-f_2)|^2 + |M_2(f+f_2)|^2) \\ &= \frac{1}{4}(S_{m_1}(f-f_1) + S_{m_1}(f+f_1) + S_{m_2}(f-f_2) + S_{m_2}(f+f_2)) \end{aligned}$$

Dans les deux calculs, on obtient le même résultat :

$$S_x(f) = \frac{1}{4}(S_{m_1}(f-f_1) + S_{m_1}(f+f_1) + S_{m_2}(f-f_2) + S_{m_2}(f+f_2))$$

2.2.2 Expression de la puissance du bruit à ajouter

Nous allons maintenant prendre en compte le bruit, et donc ajouter à notre signal MF-TDMA un bruit gaussien $n(t)$.

Le signal MF-TDMA bruité peut s'écrire de la manière suivante :

$$y(t) = x(t) + n(t)$$

On note P_x la puissance connue de notre signal non bruité tel que :

$$P_x = \frac{1}{n} \sum |s(t)|^2 = 1$$

On note RSB le rapport signal sur bruit en decibel souhaité qui est fixé à 100dB. On cherche la puissance du bruit P_n tel que :

$$RSB = \log\left(\frac{P_x}{P_n}\right) \text{ soit } P_n = P_x \times 10^{\frac{-RSB}{10}}$$

Par ailleurs , on sait que $n(t)$ est un bruit gaussien donc il suit une loi gaussienne de paramètre m et σ^2 .

$$P_n = R_n(0) = E[n(t)n^*(t)] = \sigma^2 + m^2 = \sigma^2$$

2.3 Implantation

2.3.1 Modulation bande base

1. Calcul de N_s .

La valeur de N_s s'écrit : $N_s = Fe \times \frac{T}{length(bits_{utilisateurs1})}$.

2. Tracés des signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$.

Pour tracer les signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$, les bits_utilisateurs1 et les bits_utilisateurs2 ont été modifié pour varier entre -1 et 1 puis chaque bit est dupliqué N_s fois. Les signaux sont représentés sur la figure 2.

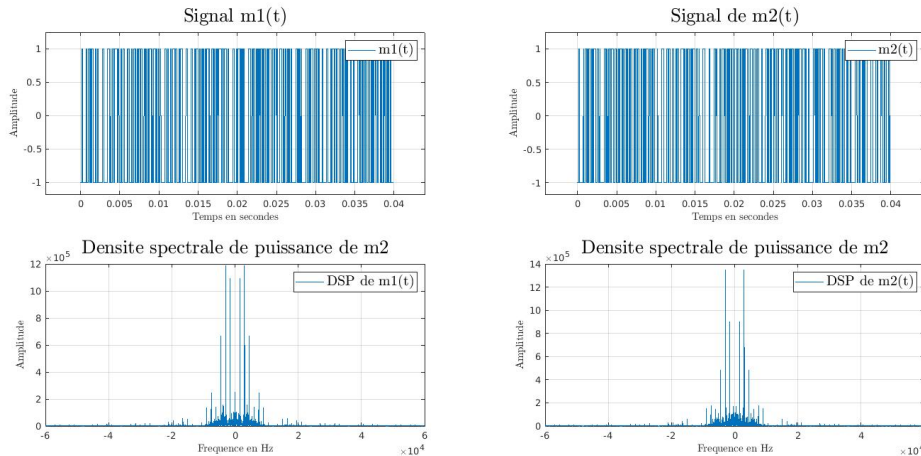


FIGURE 2 – Représentation temporelle et DSP de $m_1(t)$ et $m_2(t)$

3. Estimation et tracé des densités spectrales de puissance des signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$. Concernant l'estimation on donnera notamment l'estimateur utilisé.

Les signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ étant déterministes à énergie finie, leur densité spectrale de puissance peut être calculé avec la relation suivante : $s_x(f) = |X(f)|^2$

2.3.2 Construction du signal MF-TDMA

Pour construire le signal MF_TDMA, nous avons dû créer les 5 slots demandés par l'énoncé puis chaque signal $m_1(t)$ et $m_2(t)$ a été envoyé sur sa porteuse et sur son timeslot.

1. Tracé des signaux à envoyer sur porteuse pour chaque utilisateur. Sur la figure 3, chaque signal est placé dans son timeslot puis modulé en amplitude.

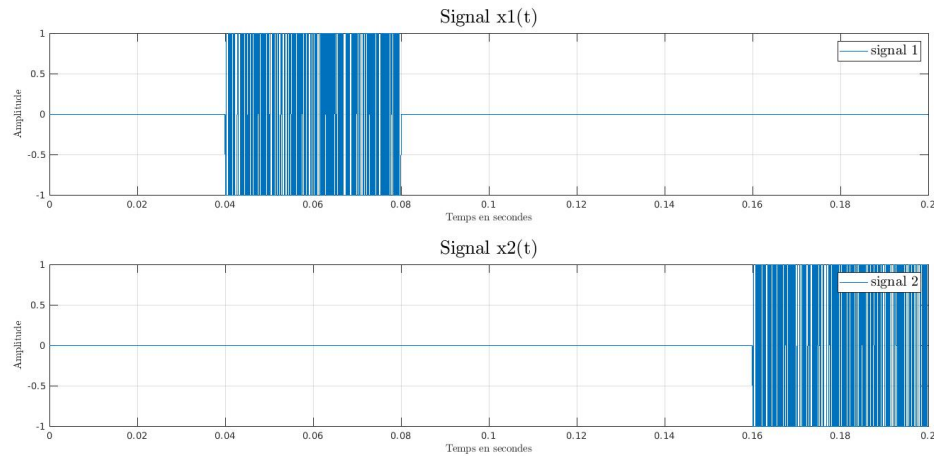


FIGURE 3 – Signal NRZ sur sa porteuse

2. Tracé du signal MF-TDMA.

Concernant le tracé du signal MF-TDMA, on s'attendait à obtenir un signal contenant sur son 2ème slot le message numéro 1 et sur son 5ème slot le message numéro 2. Lorsque l'on observe le tracé du signal MF-TDMA, on observe bien la présence de messages sur son slot numéro 2 et numéro 5. Le tracé observé est donc bien conforme à ce qui est attendu.

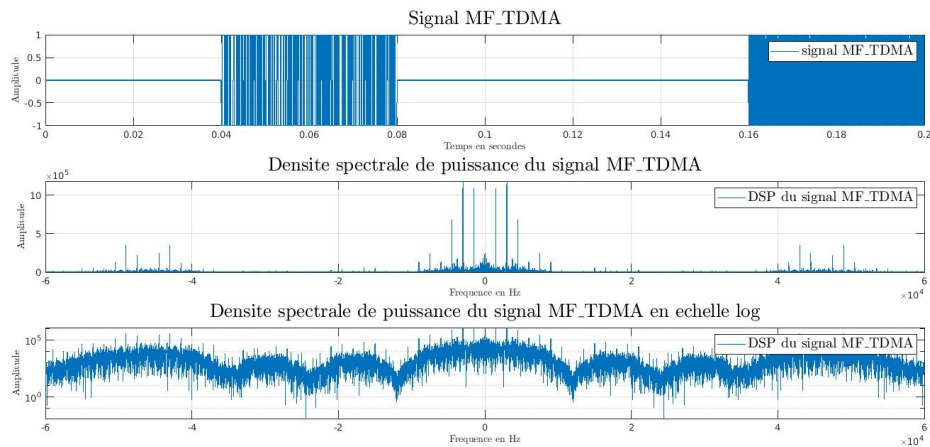


FIGURE 4 – Représentation temporelle et densité spectrale de puissance du signal MF_TDMA

3. Estimation puis tracé de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA.

On retrouve bien le résultat obtenu dans la partie théorique (paragraphe 2.2.1). En effet, d'après la partie théorique, on a :

$$S_x(f) = \frac{1}{4}(S_{m_1}(f - f_1) + S_{m_1}(f + f_1) + S_{m_2}(f - f_2) + S_{m_2}(f + f_2))$$

Comme $f_1 = 0$ et $f_2 = 4,6 \text{ kHz}$, la densité spectrale de puissance devient :

$$S_x(f) = \frac{1}{2}S_{m_1}(f) + \frac{1}{4}(S_{m_2}(f - f_2) + S_{m_2}(f + f_2))$$

On s'attend donc à observer sur le tracé de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA, le tracé de la densité spectrale de puissance de $m_1(t)$ avec une amplitude deux fois moins importante et le tracé de la densité spectrale de $m_2(t)$ décalé de 4,6 kHz et de $-4,6 \text{ kHz}$ avec une amplitude quatre fois moins importante.

Lorsqu'on observe le tracé de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA sur la figure 4 on retrouve bien le tracé de la densité spectrale de $m_2(t)$ décalé de 4,6 kHz et de $-4,6 \text{ kHz}$ avec une amplitude quatre fois moins importante. De plus, le même tracé mais en échelle logarithmique permet bien de visualiser l'amplitude du signal $m_1(t)$ deux fois moins importante.

3 Mise en place du récepteur MF-TDMA

La figure 5 présente le récepteur à implanter pour retrouver, à partir du signal MF-TDMA bruité, les messages binaires envoyés par les deux utilisateurs.

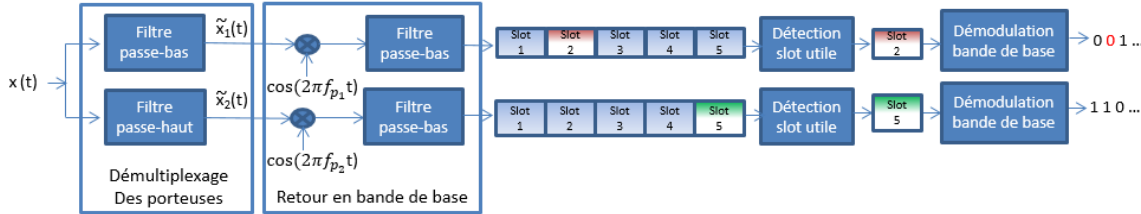


FIGURE 5 – Récepteur MF-TDMA à implanter

3.1 Démultiplexage des porteuses

Le démultiplexage des porteuses se fait par filtrage : à partir du signal MF-TDMA reçu, un filtre passe-bas permet de récupérer le signal porté par le cosinus à la fréquence f_{p_1} (provenant de l'utilisateur 1), tandis qu'un filtre passe-haut permet de récupérer le signal porté par le cosinus à la fréquence f_{p_2} (provenant de l'utilisateur 2).

3.1.1 Synthèse du filtre passe-bas

Le filtre passe-bas à la fréquence de coupure 23 kHz permet de récupérer le signal $x_1(t)$.

1. Rappel de la réponse impulsionnelle idéale du filtre passe-bas à implanter (calcul effectué dans le TP2).

Si le critère de Shannon est respecté, le filtre passe-bas idéal est de transmittance $H_{PB}(f) = \prod_{Fe}(f)$ soit de réponse impulsionnelle $h_{PB}(t) = F_e \cdot \text{sinc}(\pi F_e t)$.

2. Explications implémentation.

$$f_c = 23kHz$$

$$N = 100$$

$$h_{PB} = 2f_c T_e \text{sinc}(2f_c \cdot [-\frac{N}{2} : 1 : \frac{N}{2}] \cdot T_e)$$

3. Tracé de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence du filtre implanté. Voir figure 6.

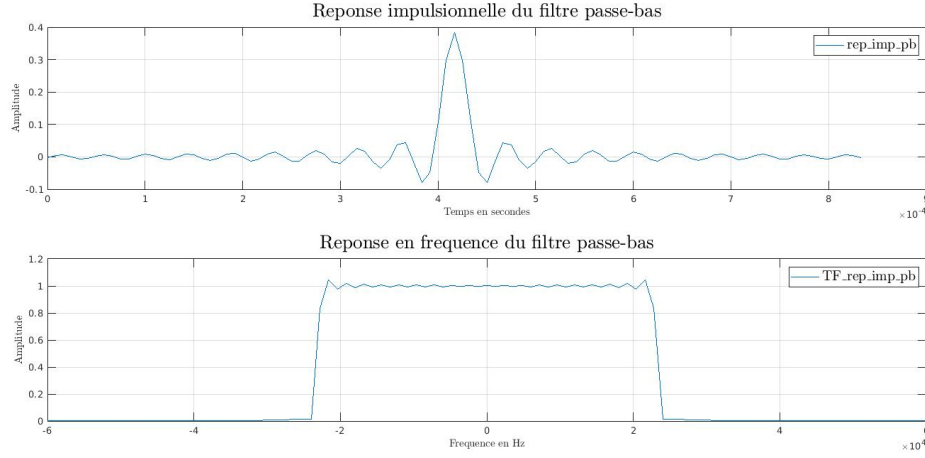


FIGURE 6 – Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-bas

4. Tracé de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA reçu et du module de la réponse en fréquences du filtre implanté.

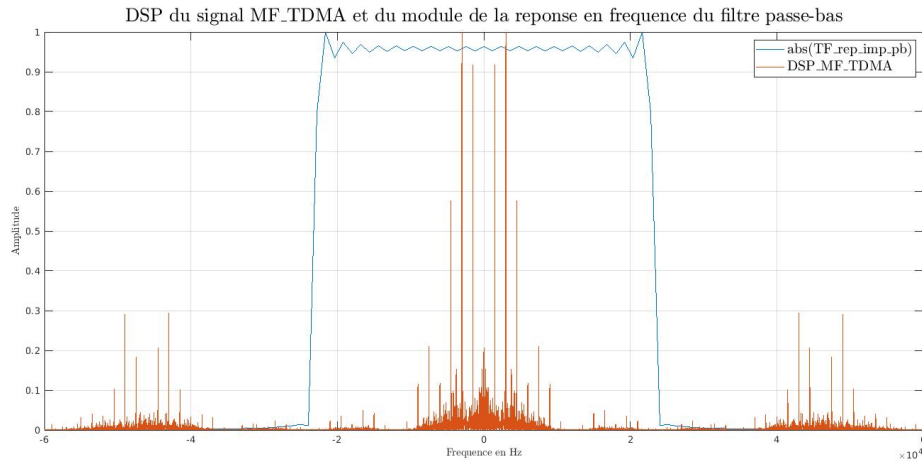


FIGURE 7 – Module de la réponse en fréquence du filtre passe-bas et densité spectrale de puissance du signal MF_TDMA

Le filtre implanté nous paraît bien récupérer le signal porté par le cosinus à la fréquence f_{p1} (provenant de l'utilisateur 1). En effet, lorsque l'on observe la figure 7, qui est la superposition du module de la réponse en fréquence du filtre et de la densité spectrale de puissance

du signal MF-TDMA, la réponse du filtre encadre bien les pics de la DSP centrés en 0 qui concerne bien le messages numéro 1. Les hautes fréquences sont donc coupés, notamment celle de $46kHz$ qui correspond à la fréquence du signal que l'on désire éliminer.

3.1.2 Synthèse du filtre passe-haut

Le filtre passe-haut à la fréquence de coupure $23kHz$ permet de récupérer le signal $x_2(t)$.

1. Calcul de la réponse impulsionnelle idéale du filtre passe-haut à implanter.
On déduit la synthèse du filtre passe-haut de celle du filtre passe-bas. En effet, la réponse en fréquence d'un filtre passe-haut idéal peut être donnée par :

$$H_{PH}(f) = 1 - H_{PB}(f)$$

où $H_{PB}(f)$ représente la réponse en fréquence du filtre passe-bas idéal de même fréquence de coupure. On utilise cette expression pour en déduire la réponse impulsionnelle idéale d'un filtre passe-haut :

$$h_{PH}(k) = \delta(k) - h_{PB}(k)$$

où $\delta(k)$ représente le Dirac numérique : $\delta(k) = 1$ pour $k = 0$ et $= 0$ ailleurs

2. Explications implémentation.
Pour implémenter le filtre passe-haut, nous avons créé un vecteur *Dir* qui correspond à un dirac, c'est-à-dire, un vecteur qui contient un 1 en 0 et 0 partout ailleurs.
3. Tracé de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence du filtre implanté. Voir figure 8 ci-dessous.

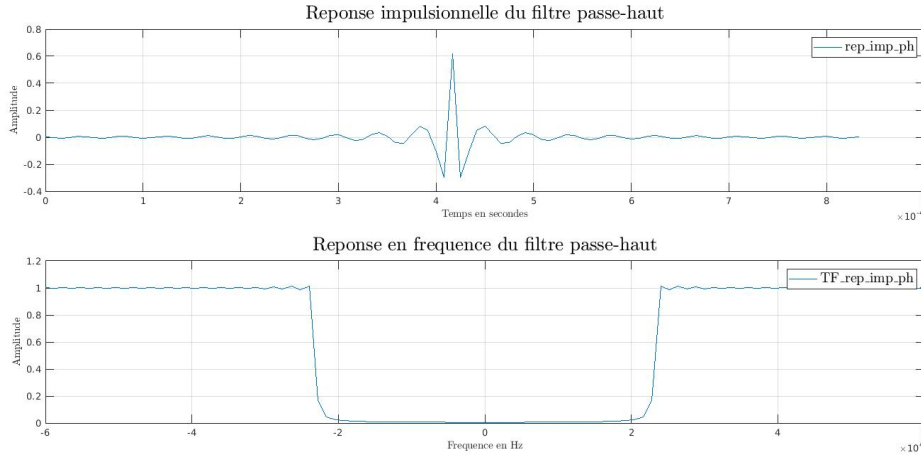


FIGURE 8 – Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-haut

4. Tracé de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA reçu et du module de la réponse en fréquences du filtre implanté.

Le filtre implanté nous paraît bien récupérer le signal porté par le cosinus à la fréquence f_{p2} (provenant de l'utilisateur 2). En effet, lorsque l'on observe la figure 9, qui est la superposition du module de la réponse en fréquence du filtre et de la densité spectrale de puissance du signal MF-TDMA, la réponse du filtre encadre bien les pics de la DSP autour des fréquences $46kHz$ et $-46kHz$. Les basses fréquences sont donc coupées et nous permet de récupérer la partie du signal concerné par le message numéro 2.

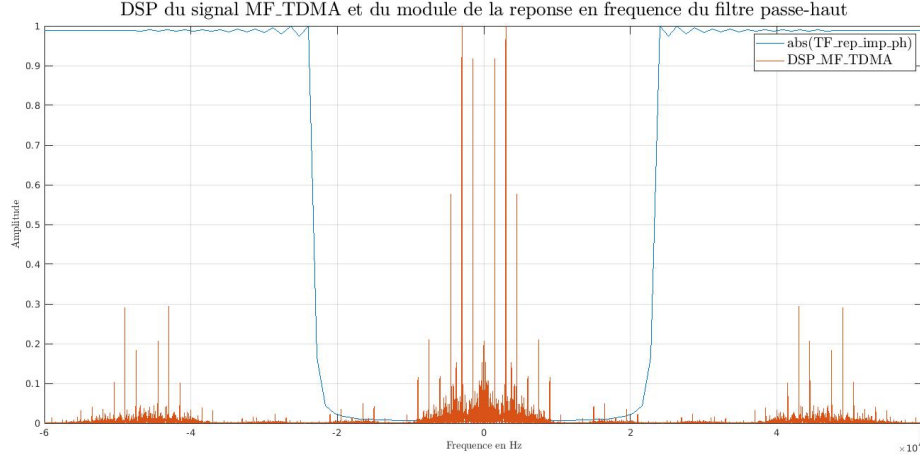


FIGURE 9 – Réponse impulsionnelle et en fréquence du filtre passe-haut

3.1.3 Filtrage

Nous allons donc maintenant procéder aux filtrages (passe-bas et passe-haut) du signal MF-TDMA reçu pour retrouver les signaux $x_1(t)$ (sur f_{p_1}) et $x_2(t)$ (sur f_{p_2}) qui seront notés respectivement $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$ associés aux utilisateurs 1 et 2.

Tracés des signaux $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$ après filtrage. Voir figure 10.

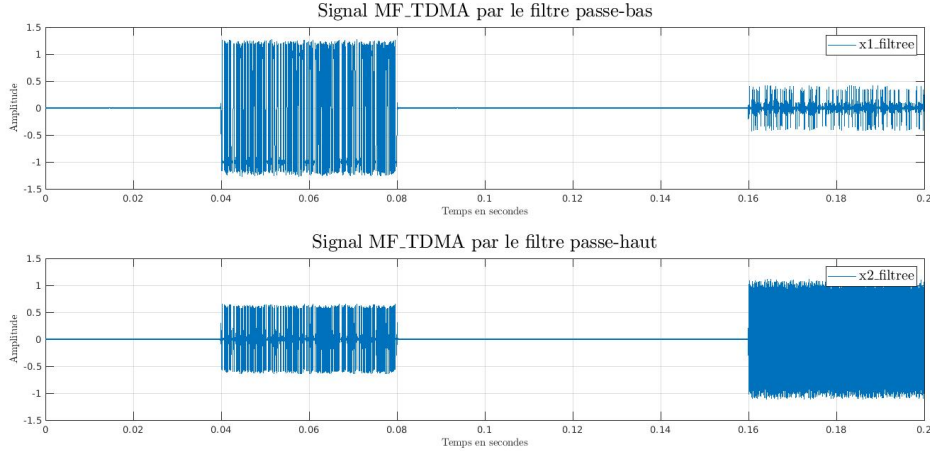


FIGURE 10 – Tracés des signaux $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$ après filtrage.

3.2 Retour en bande de base

Afin de retrouver les messages $m_1(t)$ et $m_2(t)$, il faut maintenant que l'on procède à un retour en bande de base, c'est à dire une démodulation d'amplitude. Cette méthode consiste à multiplier le signal $\tilde{x}_i(t)$ ($i = 1$ ou 2) retrouvé pour chaque utilisateur par le même cosinus (même fréquence, même phase) que celui qui a servi à réaliser la transposition sur fréquence porteuse et à filtrer le résultat obtenu par un filtre-passe-bas. La figure 11 contient le tracé des deux signaux.

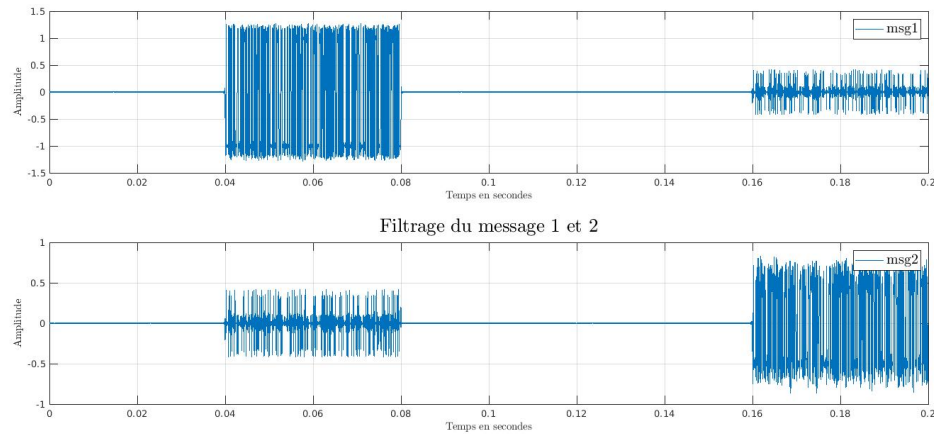


FIGURE 11 – Tracés des signaux $\widetilde{x}_1(t)$ et $\widetilde{x}_2(t)$ après retour en bande de base.

3.3 Détection du slot utile

Pour chaque utilisateur, afin de procéder à la détection du slot utile, on divise la trame après retour en bande de base en tranches de durée $T = 40$ ms. Afin de détecter le slot utile, on utilise un détecteur d'énergie et on détectera la présence du signal utile (et donc le numéro du slot utile) par recherche du maximum d'énergie parmi les différents slots.

3.4 Démodulation bande de base

Pour chaque utilisateur, à partir du message retrouvé dans le slot utile, on réalise une démodulation bande de base qui permet de retrouver les messages binaires envoyés. On utilise ensuite la fonction *bin2str.m* fournie afin de retrouver les messages texte. La qualité du message retrouvé dépendra du rapport signal sur bruit considéré. Un rapport de $20dB$ semble être la limite pour restituer le message de manière exacte. Au delà, le texte restitué n'est plus correct.

4 Conclusion

```
>> text1
text1 =
    ' Ma probabilité d'apparition au semestre 5 est assez élevée '
```

```
>> text2
text2 =
    ' Mes initiales, placées à l'envers, évoquent un vert support'
```

FIGURE 12 – Messages obtenus après décryptage

Pour conclure, après obtention des deux indices permettant de trouver le professeur caché derrière ces messages, nous en avons déduit que le professeur mystère était Monsieur Jean-Yves Tourneret.