



## Rapport de Projet

Mise en place d'une transmission au format DVB-RCS

Yessine JMAL et Priscilia GONTHIER

Département Sciences du Numérique - Première année  
2021-2022

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Construction du signal MF-TDMA à décoder</b>	<b>4</b>
2.1	Paramètres . . . . .	4
2.2	Etude théorique . . . . .	4
2.2.1	Calcul de la densité spectrale de puissance . . . . .	4
2.2.2	Expression de la puissance du bruit à ajouter . . . . .	6
2.3	Implantation . . . . .	6
2.3.1	Modulation bande base . . . . .	6
2.3.2	Construction du signal MF-TDMA . . . . .	9
<b>3</b>	<b>Mise en place du récepteur MF-TDMA</b>	<b>12</b>
3.1	Démultiplexage des porteuses . . . . .	12
3.1.1	Synthèse du filtre passe-bas . . . . .	12
3.1.2	Synthèse du filtre passe-haut . . . . .	15
3.1.3	Filtrage . . . . .	17
3.2	Retour en bande de base . . . . .	18
3.3	Détection du slot utile . . . . .	21
3.4	Démodulation bande de base . . . . .	21
<b>4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>21</b>
<b>A</b>	<b>Comparaison des différentes fenêtres pour l’affichage de la DSP des signaux</b>	<b>22</b>

# Table des figures

1	Construction du signal MF-TDMA à décoder . . . . .	4
2	Tracé du signal $m_1(t)$ . . . . .	7
3	Tracé du signal $m_2(t)$ . . . . .	8
4	Tracé de la Densité Spectrale de Puissance du signal $m_1(t)$ . . . . .	8
5	Tracé de la Densité Spectrale de Puissance du signal $m_2(t)$ . . . . .	9
6	Tracé signal $m_1(t)$ dans son timeslot aloué . . . . .	9
7	Tracé signal $m_2(t)$ dans son timeslot aloué . . . . .	10
8	Tracé signal $x_1(t)$ , correspondant à $m_1(t)$ envoyé sur sa fréquence porteuse . . . . .	10
9	Tracé signal $x_2(t)$ , correspondant à $m_2(t)$ envoyé sur sa fréquence porteuse . . . . .	11
10	Tracé du signal MF-TDMA $x(t)$ pour un rapport signal sur bruit de 100 dB . . . . .	11
11	Tracé de la DSP du signal MF-TDMA $x(t)$ pour un rapport signal sur bruit de 100 dB . . . . .	12
12	Récepteur MF-TDMA à implanter . . . . .	12
13	Réponse impulsionnelle du filtre passe-bas . . . . .	14
14	Réponse en fréquence du filtre passe-bas . . . . .	14
15	Filtrage du signal MF-TDMA à l’aide du filtre passe-bas . . . . .	15
16	Réponse impulsionnelle du filtre passe-haut . . . . .	16
17	Réponse en fréquence du filtre passe-haut . . . . .	16
18	Filtrage du signal MF-TDMA à l’aide du filtre passe-haut . . . . .	17
19	Signaux $\widetilde{x}_1(t)$ et $\widetilde{x}_2(t)$ après le premier filtrage et avant le retour en bande de base . . . . .	17
20	Densité Spectrale de Puissance des signaux $\widetilde{x}_1(t)$ et $\widetilde{x}_2(t)$ après le premier filtrage et avant le retour en bande de base . . . . .	18
21	Tracés de $x_{1\text{trouvé}}$ et $x_{2\text{trouvé}}$ . . . . .	19
22	Densité Spectrale de puissance de $x_{1\text{trouvé}}$ et $x_{2\text{trouvé}}$ . . . . .	19
23	Signaux $x_{1\text{bruité}}$ et $x_{2\text{bruité}}$ . . . . .	20
24	Densité Spectrale de puissance de $x_{1\text{bruité}}$ et $x_{2\text{bruité}}$ . . . . .	20

25	Affichage en échelle semilog de la Densité Spectrale de puissance du signal x après avoir ajouté un bruit gaussien . . . . .	22
26	Affichage en échelle classique de la Densité Spectrale de puissance du signal x après avoir ajouté un bruit gaussien . . . . .	23

# 1 Introduction

L'objectif de ce projet est de simuler une transmission de type DVB-RCS avec deux utilisateurs, chacun émettant sur une porteuse et dans un time slot donné. La première étape consiste à construire le signal MF-TDMA à décoder. Et la deuxième partie porte sur la mise en place du récepteur.

## 2 Construction du signal MF-TDMA à décoder

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

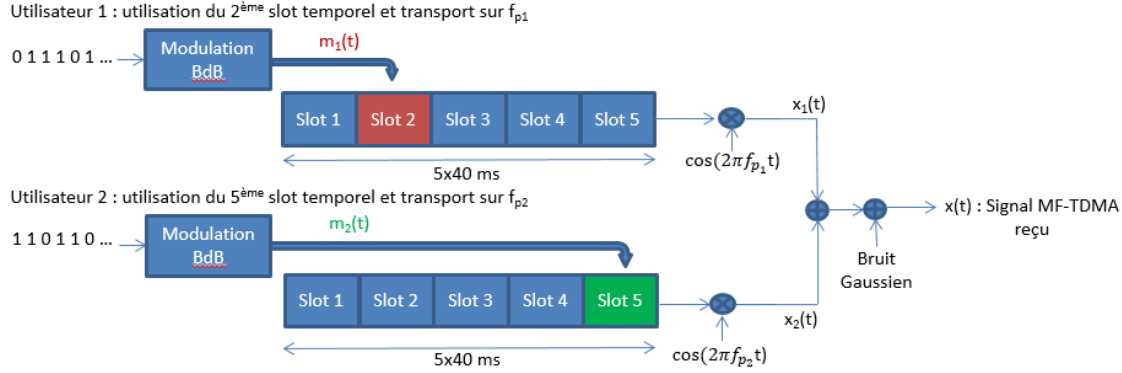


FIGURE 1 – Construction du signal MF-TDMA à décoder

### 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 120 kHz. Les deux utilisateurs vont accéder au système en utilisant la trame de la manière suivante :

- L'utilisateur n° 1 exploite le 2<sup>ème</sup> timeslot de la porteuse n° 1 ( $f_{p1}$ ).
- L'utilisateur n° 2 exploite le 5<sup>ème</sup> 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 :

$$x(t) = m_1(t) \cos(2\pi f_{p1}t + \phi_1) + m_2(t) \cos(2\pi f_{p2}t + \phi_2)$$

#### 2.2.1 Calcul de la densité spectrale de puissance

1. Méthode A : On considère  $m_1(t)$  et  $m_2(t)$  comme aléatoires, indépendants et centrés, et des phases aléatoires dans les cosinus  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  comme des variables aléatoires indépendantes uniformément réparties sur  $[0, 2\pi]$ .

On vérifie que le signal est aléatoire et stationnaire :

$$E[x(t)] = 0$$

$$\begin{aligned}
E[x(t)x^*(t-\tau)] &= E[(m_1(t)\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1) + m_2(t)\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)) \\
&\quad \times (m_1^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p1}(t-\tau) + \Phi_1) + m_2^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}(t-\tau) + \Phi_2))] \\
&= E[m_1(t)m_1^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1)\cos(2\pi f_{p1}(t-\tau) + \Phi_1)] \\
&\quad + E[m_1(t)m_2^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}(t-\tau) + \Phi_2)\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1)] \\
&\quad + E[m_2(t)m_1^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)\cos(2\pi f_{p1}(t-\tau) + \Phi_1)] \\
&\quad + E[m_2(t)m_2^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)\cos(2\pi f_{p2}(t-\tau) + \Phi_2)]
\end{aligned}$$

Or comme  $\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)$  et  $\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1)$  n'ont pas le même support fréquentiel

$$\begin{aligned}
&E[m_1(t)m_2^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}(t-\tau)(\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1))] = 0 \\
\text{et } &E[m_2(t)m_1^*(t-\tau)\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)\cos(2\pi f_{p1}(t-\tau) + \Phi_1)] = 0
\end{aligned}$$

Donc

$$\begin{aligned}
E[x(t)x^*(t-\tau)] &= R_{m_1}(\tau)E[\cos(2\pi f_{p1}t + \Phi_1)\cos(2\pi f_{p1}(t-\tau) + \Phi_1)] \\
&\quad + R_{m_2}(\tau)E[\cos(2\pi f_{p2}t + \Phi_2)\cos(2\pi f_{p2}(t-\tau) + \Phi_2)] \\
&= R_{m_1}(\tau) \times \frac{1}{2}E[\cos(2\pi f_{p1}(2t-\tau) + 2\Phi_1) + \cos(2\pi f_{p1}\tau)] \\
&\quad + R_{m_2}(\tau) \times \frac{1}{2}E[\cos(2\pi f_{p2}(2t-\tau) + 2\Phi_2) + \cos(2\pi f_{p2}\tau)]
\end{aligned}$$

Or l'espérance d'un cosinus dépendant du temps est nulle, donc le signal est bien stationnaire et on a :

$$\begin{aligned}
R_x(\tau) &= E[x(t)x^*(t-\tau)] \\
&= \frac{1}{2}R_{m_1}(\tau)\cos(2\pi f_{p1}\tau) + \frac{1}{2}R_{m_2}(\tau)\cos(2\pi f_{p2}\tau)
\end{aligned}$$

On obtient donc d'après les tables une densité de puissance :

$$\begin{aligned}
S_x(f) &= TF[R_x(\tau)] \\
&= \frac{1}{4}S_{m_1}(f) * (\delta(f + f_{p1}) + \delta(f - f_{p1})) + \frac{1}{4}S_{m_2}(f) * (\delta(f + f_{p2}) + \delta(f - f_{p2})) \\
&= \frac{1}{4}S_{m_1}(f + f_{p1}) + \frac{1}{4}S_{m_1}(f - f_{p1}) + \frac{1}{4}S_{m_2}(f + f_{p2}) + \frac{1}{4}S_{m_2}(f - f_{p2})
\end{aligned}$$

Ici on a  $f_{p1} = 0$  donc

$$\boxed{S_x(f) = \frac{1}{2}S_{m_1}(f) + \frac{1}{4}S_{m_2}(f + f_{p2}) + \frac{1}{4}S_{m_2}(f - f_{p2})}$$

2. Méthode B : On considère 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  $b \ll f_{p2}$ . On prend  $\Phi_1 = \Phi_2 = 0$ .

On a :

$$\begin{aligned}
X(f) &= TF[x(t)] \\
&= \frac{1}{2} \times M_1(f) * (\delta(f - f_{p1}) + \delta(f + f_{p1})) + \frac{1}{2} \times M_2(f) * (\delta(f - f_{p2}) + \delta(f + f_{p2})) \\
&= \frac{1}{2} \times M_1(f - f_{p1}) + \frac{1}{2} \times M_1(f + f_{p1}) + \frac{1}{2} \times M_2(f - f_{p2}) + \frac{1}{2} \times M_2(f + f_{p2})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_x(f) &= |X(f)|^2 \\
&= \frac{1}{4} \times |M_1(f - f_{p1}) + M_1(f + f_{p1})|^2 + \frac{1}{4} \times \left| M_2(f - f_{p2}) + \frac{1}{2} \times M_2(f + f_{p2}) \right|^2 \\
&\quad + 2 \left\langle \frac{1}{2} (M_1(f - f_{p1}) + M_1(f + f_{p1})), \frac{1}{2} (M_2(f - f_{p2}) + M_2(f + f_{p2})) \right\rangle \\
&= \frac{1}{4} |M_1(f - f_{p1})|^2 + \frac{1}{4} |M_1(f + f_{p1})|^2 + \frac{1}{4} \times 2 \langle M_1(f - f_{p1}), M_1(f + f_{p1}) \rangle \\
&\quad + \frac{1}{4} |M_2(f - f_{p2})|^2 + \frac{1}{4} |M_2(f + f_{p2})|^2 + \frac{1}{4} \times 2 \langle M_2(f - f_{p2}), M_2(f + f_{p2}) \rangle \\
&\quad + \frac{1}{2} \langle M_1(f - f_{p1}), M_2(f - f_{p2}) \rangle + \frac{1}{2} \langle M_1(f + f_{p1}), M_2(f - f_{p2}) \rangle \\
&\quad + \frac{1}{2} \langle M_1(f - f_{p1}), M_2(f + f_{p2}) \rangle + \frac{1}{2} \langle M_1(f + f_{p1}), M_2(f + f_{p2}) \rangle
\end{aligned}$$

Tous les produits scalaires sont nuls car les 2 signaux à l'intérieur n'ont pas le même support fréquentiel, on obtient donc :

$$S_x(f) = \frac{1}{4} S_{m_1}(f + f_{p1}) + \frac{1}{4} S_{m_1}(f - f_{p1}) + \frac{1}{4} S_{m_2}(f + f_{p2}) + \frac{1}{4} S_{m_2}(f - f_{p2})$$

Ici on a  $f_{p1} = 0$  donc

$$S_x(f) = \frac{1}{2} S_{m_1}(f) + \frac{1}{4} S_{m_2}(f + f_{p2}) + \frac{1}{4} S_{m_2}(f - f_{p2})$$

### 2.2.2 Expression de la puissance du bruit à ajouter

On note  $y(t)$  le signal final bruité et  $n(t)$  le bruit gaussien ajouté. On a donc

$$y(t) = x(t) + n(t) = m_1(t) \cos(2\pi f_{p1}t + \phi_1) + m_2(t) \cos(2\pi f_{p2}t + \phi_2) + n(t)$$

On veut

$$SNR = 10 \times \log \left( \frac{P_{\text{Signal non bruité}}}{P_{\text{Bruit}}} \right)$$

Avec SNR : le rapport signal sur bruit.

On obtient donc une puissance pour le bruit de

$$P_{\text{Bruit}} = P_{\text{Signal non bruité}} \times 10^{-\frac{SNR}{10}}$$

## 2.3 Implantation

### 2.3.1 Modulation bande base

Les messages initiaux (bits\_utilisateurs1 et bits\_utilisateurs2) sont des messages binaires, donc constitués de 0 et de 1. La modulation bande base permet de transformer ces signaux en les codant par des niveaux haut (correspond à 1) et des niveaux bas (-1 en transformant les 0 en -1) ce qui correspond à des signaux NRZ. Nous allons ensuite modifier le message obtenu afin que chaque bit soit présent sur une durée  $T_s$ , pour cela nous allons multiplier le nombre d'apparition d'un bit pas  $N_s$  que l'on calcule comme suit :

1. Calcul de  $N_s$

On a  $N_s$  qui correspond au nombre de bits par échantillons, il sera donc égal au nombre d'échantillons dans un timeslot( $N_{es}$ ) divisé par le nombre de bits du message que l'on veut transmettre ( $N$ )

$$N_{es} = \frac{T}{T_e} = T \times Fe$$

Avec T : la durée d'un timeslot et Fe : la fréquence d'échantillonnage.

Donc :

$$N_s = \frac{N_{es}}{N} = \frac{T \times Fe}{N}$$

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

On obtient donc, après modulation bande base, les signaux suivants :

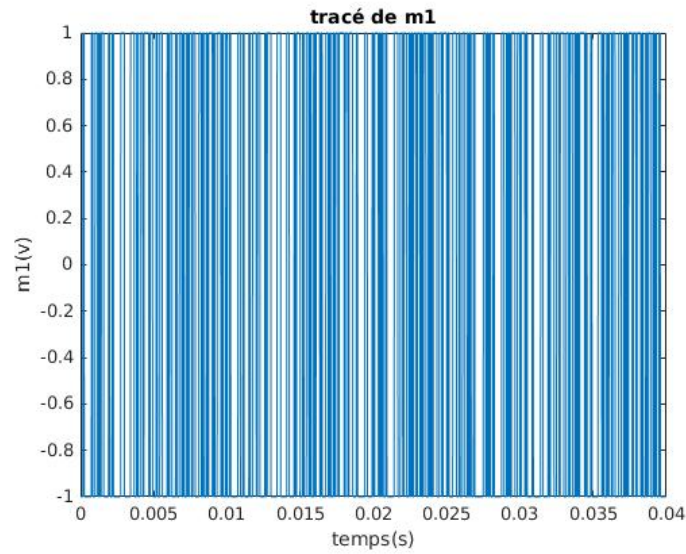


FIGURE 2 – Tracé du signal  $m_1(t)$

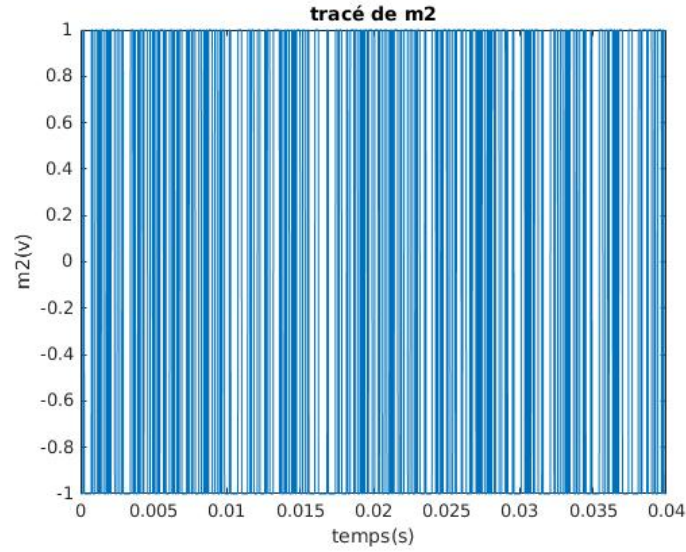


FIGURE 3 – Tracé du signal  $m_2(t)$

3. Estimation et tracé des densités spectrales de puissance des signaux  $m_1(t)$  et  $m_2(t)$ .  
 Nous avons utilisé pour la DSP la fenêtre naturelle (voir annexe A pour la comparaison des différentes fenêtres), et un estimateur biaisé (xcorr).  
 Nous obtenons les tracés suivants :

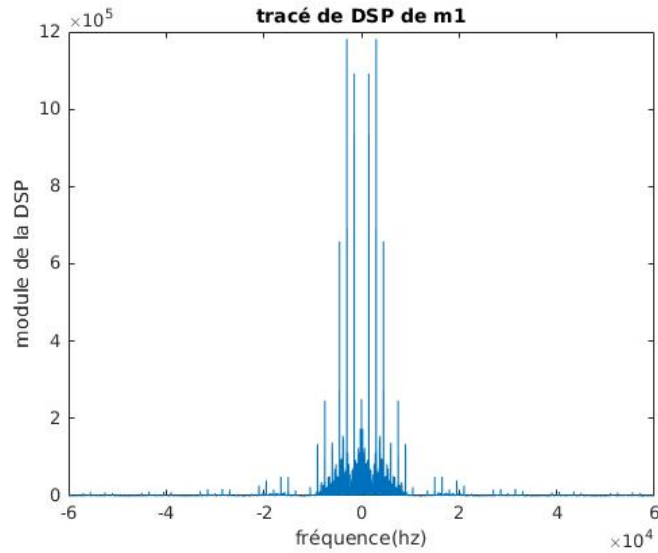


FIGURE 4 – Tracé de la Densité Spectrale de Puissance du signal  $m_1(t)$



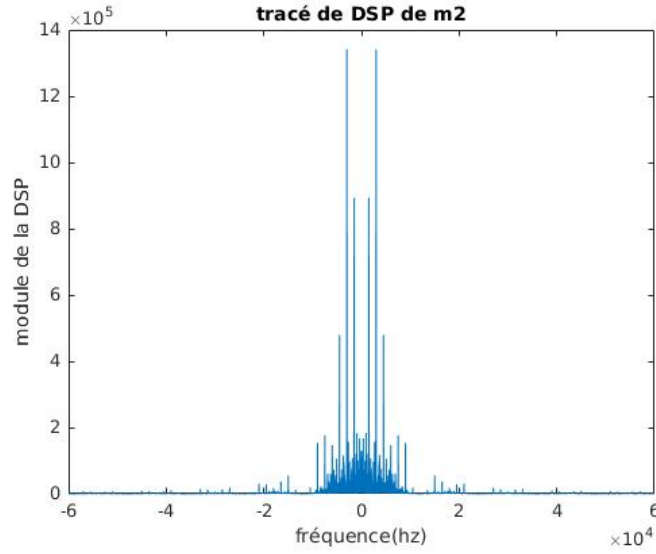


FIGURE 5 – Tracé de la Densité Spectrale de Puissance du signal  $m_2(t)$

### 2.3.2 Construction du signal MF-TDMA

Pour chacun des utilisateurs nous avons généré un signal comportant 5 slots de  $T$  secondes et nous avons insérer le signal  $m_1(t)$  dans le slot numéro 2. Puis nous avons fait de même avec le signal  $m_2(t)$  en l'insérant dans le slot numéro 5.

1. Tracés des signaux à envoyer sur porteuse pour chaque utilisateur.

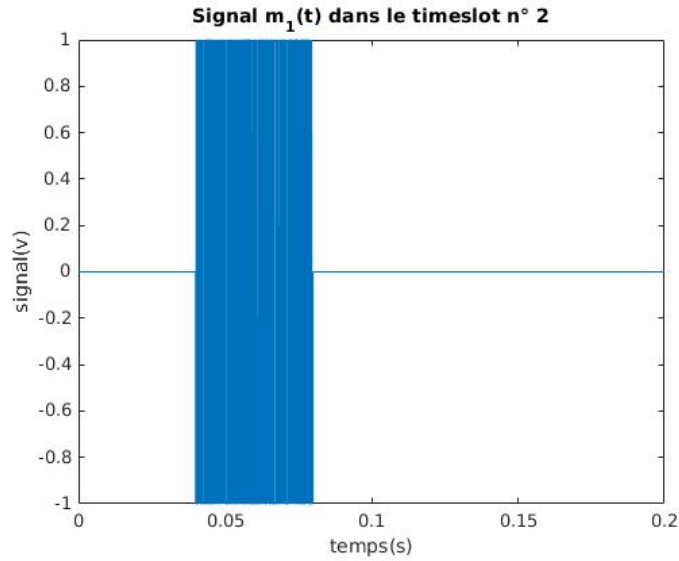


FIGURE 6 – Tracé signal  $m_1(t)$  dans son timeslot alloué

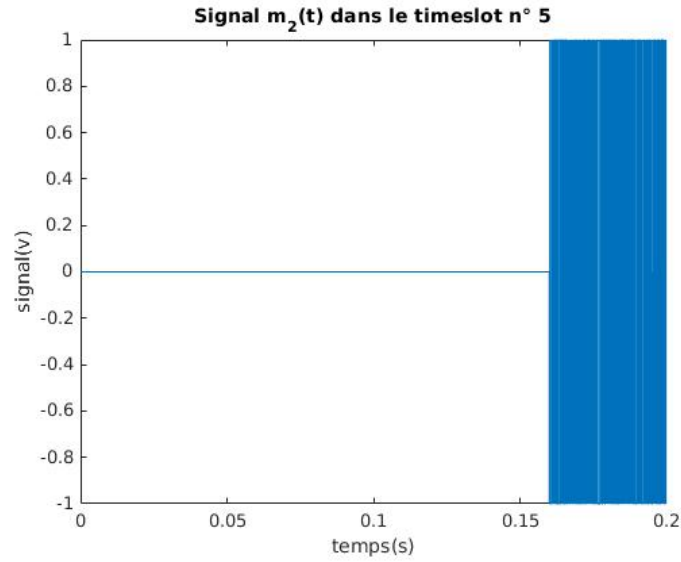


FIGURE 7 – Tracé signal  $m_2(t)$  dans son timeslot alloué

Nous avons ensuite placé chacun des signaux sur leur fréquence porteuse ( $f_{p1}$  pour  $m_1(t)$  et  $f_{p2}$  pour  $m_2(t)$ ) en les multipliant par un cosinus à ces fréquences, nous obtenons donc les signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ . Cette opération s'appelle modulation d'amplitude.

2. Tracés des signaux après envoi sur porteuse pour chaque utilisateur.

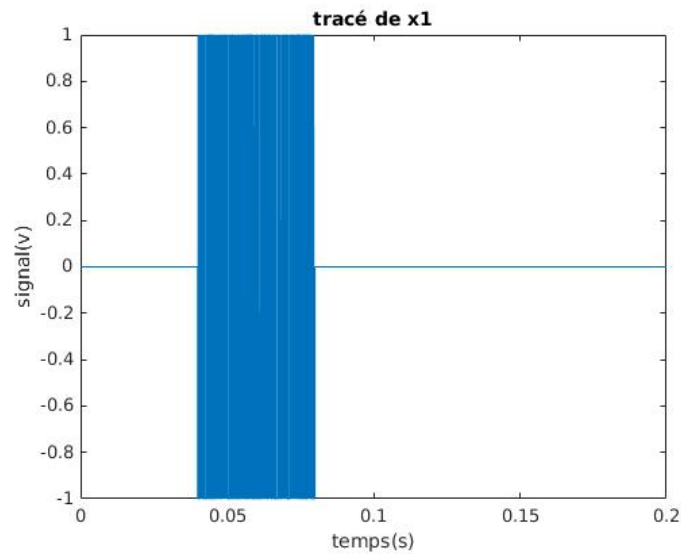


FIGURE 8 – Tracé signal  $x_1(t)$ , correspondant à  $m_1(t)$  envoyé sur sa fréquence porteuse

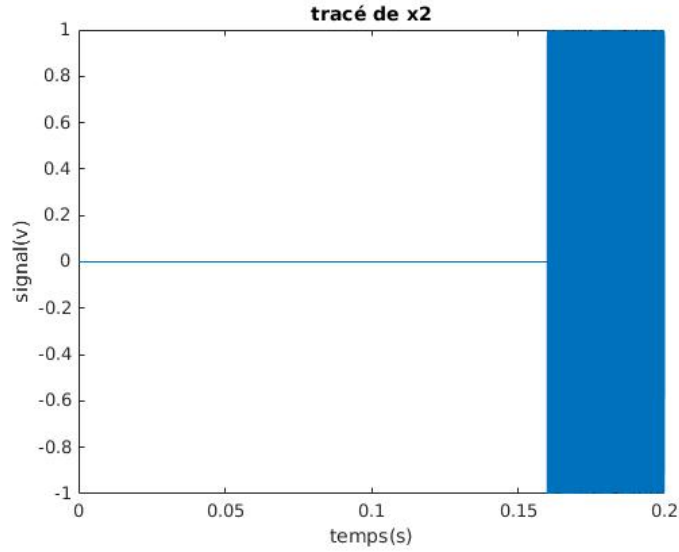


FIGURE 9 – Tracé signal  $x_2(t)$ , correspondant à  $m_2(t)$  envoyé sur sa fréquence porteuse

### 3. Tracé du signal MF-TDMA.

Nous avons sommés  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  et on leur ajoute un bruit gaussien de la puissance calculé avec la formule théorique (paragraphe 2.2.2) avec un  $SNR = 100$  pour obtenir le signal  $x(t)$ .

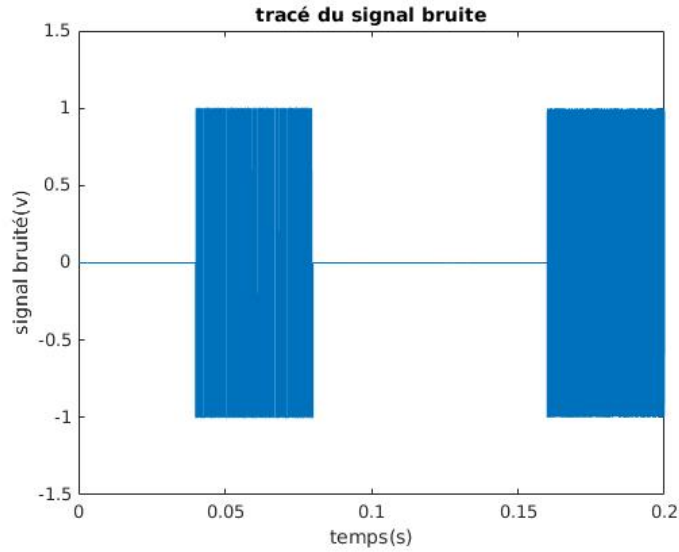


FIGURE 10 – Tracé du signal MF-TDMA  $x(t)$  pour un rapport signal sur bruit de 100 dB

Le tracé observé est conforme à ce que l'on voulait obtenir car on obtient le signal de l'utilisateur 1 entre 0.04 s et 0.08 s, qui correspond au slot 2 et le signal du second utilisateur entre 0.16 s et 0.2 s, qui correspond au slot 5 avec un bruit sur le haut et le bas des signaux.

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

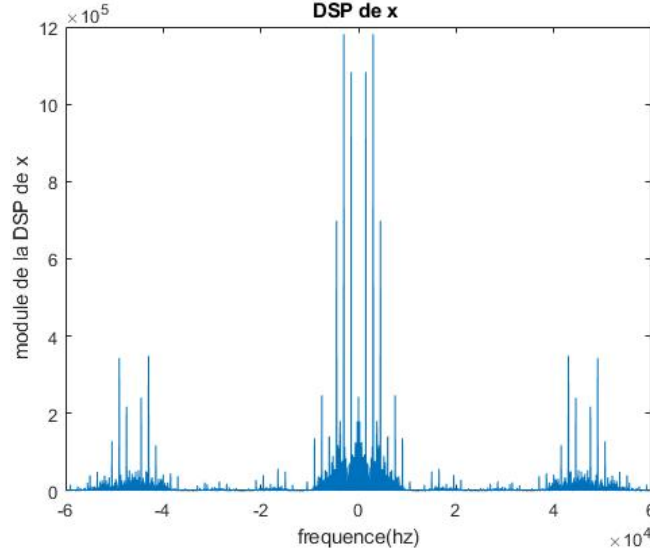


FIGURE 11 – Tracé de la DSP du signal MF-TDMA  $x(t)$  pour un rapport signal sur bruit de 100 dB

On retrouve bien le résultat obtenu dans la partie théorique (paragraphe 2.2.1). En effet on obtient le signal  $x_2$  décalé en  $f_{p2}$  et  $-f_{p2}$  avec une diminution d'amplitude par 2 et le signal  $x_1$  non décalé (centré en 0) car  $f_{p1} = 0$  et on a bruit fréquentiel ajouté, que l'on observe lorsque SNR est petit. Car plus SNR est grande plus l'amplitude du bruit est petite.

### 3 Mise en place du récepteur MF-TDMA

La figure 12 présente le récepteur à implanter pour retrouver, à partir du signal MF-TDMA bruité, les messages binaires envoyés par les deux utilisateurs.

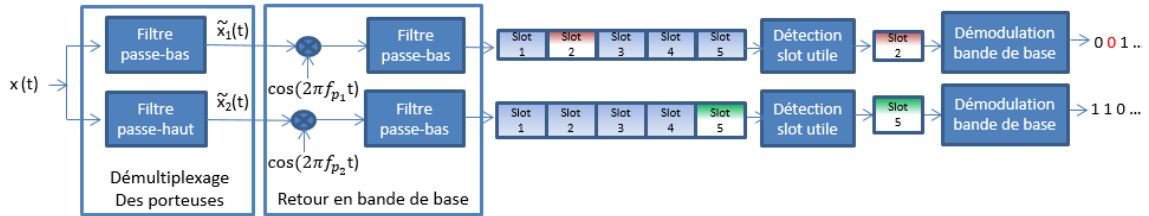


FIGURE 12 – Récepteur MF-TDMA à implanter

#### 3.1 Démultiplexage des porteuses

Le démutiplexage 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  $f_{p1}$  (provenant de l'utilisateur 1), tandis qu'un filtre passe-haut permet de récupérer le signal porté par le cosinus à la fréquence  $f_{p2}$  (provenant de l'utilisateur 2).

##### 3.1.1 Synthèse du filtre passe-bas

Afin de récupérer le signal porté sur  $f_{p1}$  on effectue un filtrage passe-bas de type RIF.

1. Rappel de la réponse impulsionnelle idéale du filtre passe-bas à implanter.

La réponse en fréquence idéale d'un filtre passe-bas  $H_{I_{PB}}(\tilde{f})$  est périodique, donc décomposable en série de Fourier :

$$H_{I_{PB}}(\tilde{f}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{I_{PB}}(k) e^{j2\pi\tilde{f}k}$$

Avec  $\tilde{f} = \frac{f}{F_e}$  la fréquence normalisée.

Ici les coefficients de la série de Fourier  $h_{I_{PB}}(k)$  représentent les éléments de la réponse impulsionnelle (coefficients du filtre), on a donc :

$$h_{I_{PB}}(k) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_{I_{PB}}(\tilde{f}) e^{-j2\pi\tilde{f}k} d\tilde{f} = \int_{-\tilde{f}_c}^{\tilde{f}_c} e^{-j2\pi\tilde{f}k} d\tilde{f}$$

Nous obtenons donc après calcul :

$$h_{I_{PB}}(k) = 2\tilde{f}_c \times \text{sinc}(2\pi\tilde{f}_c k)$$

Avec  $\tilde{f}_c = \frac{f_c}{F_e}$  la fréquence de coupure normalisée.

2. Explications implémentation.

On a défini la fréquence de coupure de ce filtre à partir du tracé du signal  $x(t)$  et son ordre. Ensuite on a défini le RIF en utilisant la réponse impulsionnelle définie ci-dessus.

Avant de réaliser le filtrage on a ajouté des zeros à la fin du signal qu'on a éliminé après le filtrage afin d'éviter la présence de retard dans le signal après filtrage lié à la causalité du filtre.

On a utilisé la fonction filter prédéfinie de matlab pour filtrer le signal avec comme ordre du filtre 201, puisqu'en pratique on ne peut pas avoir de réponse impulsionnelle de dimension infinie.

On a ensuite calculé la réponse fréquentielle du filtre, afin de l'afficher.

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

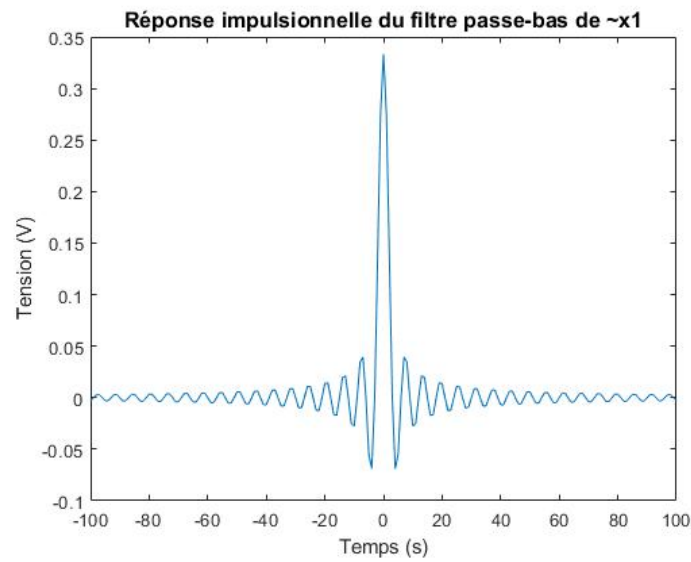


FIGURE 13 – Réponse impulsionnelle du filtre passe-bas

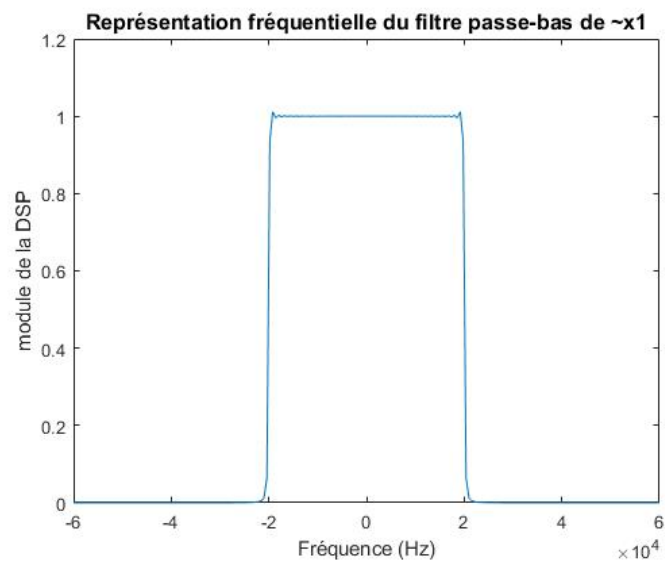


FIGURE 14 – Réponse en fréquence du filtre passe-bas

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

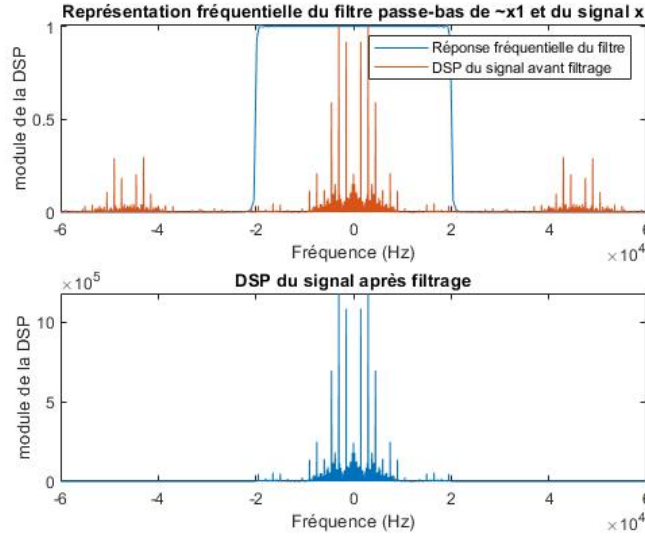


FIGURE 15 – Filtrage du signal MF-TDMA à l'aide du filtre passe-bas

Le filtre implanté paraît réaliser le filtrage passe-bas, puisqu'il a bien une amplitude non nulle pour des basses fréquences et est nul partout ailleurs, de plus dans le signal retrouvé après filtrage on a bien seulement les basses fréquences qui restent.

### 3.1.2 Synthèse du filtre passe-haut

Afin de récupérer le signal porté sur  $f_{p2}$  on effectue un filtrage passe-haut de type RIF.

1. Calcul de la réponse impulsionnelle idéale du filtre passe-haut à planter.

On a :

$$H_{IPH}(f) = 1 - H_{IPB}(f)$$

avec

$H_{IPH}$  : réponse fréquentielle du filtre passe-haut et  $H_{IPB}$  : réponse fréquentielle du filtre passe-bas

Donc pour obtenir la réponse impulsionnelle du filtre passe-haut on effectue une transformée de Fourier inverse :

$$h_{IPH}(k) = \delta(k) - h_{IPB}(f)$$

avec

$\delta(k) = 1$  pour  $k = 0$  et 0 ailleurs (distribution de dirac).

$h_{IPH}(k)$  : réponse impulsionnelle du filtre passe-haut

$h_{IPB}(k)$  : réponse impulsionnelle du filtre passe-bas

2. Explications implémentation.

On a défini la fréquence de coupure de ce filtre à partir du tracé du signal  $x(t)$  et son ordre. Ensuite on a défini le RIF en utilisant la réponse impulsionnelle définie ci-dessus.

Avant de réaliser le filtrage on a ajouté des zéros à la fin du signal qu'on a éliminé après le filtrage afin d'éviter la présence de retard dans le signal après filtrage liée à la causalité du filtre.

On a utilisé la fonction filter prédéfinie de matlab pour filtrer le signal avec comme ordre du filtre 201, puisqu'en pratique on ne peut pas avoir de réponse impulsionnelle de dimension infinie.  
On a ensuite calculer la réponse fréquentielle de ce filtre afin de l'afficher.

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

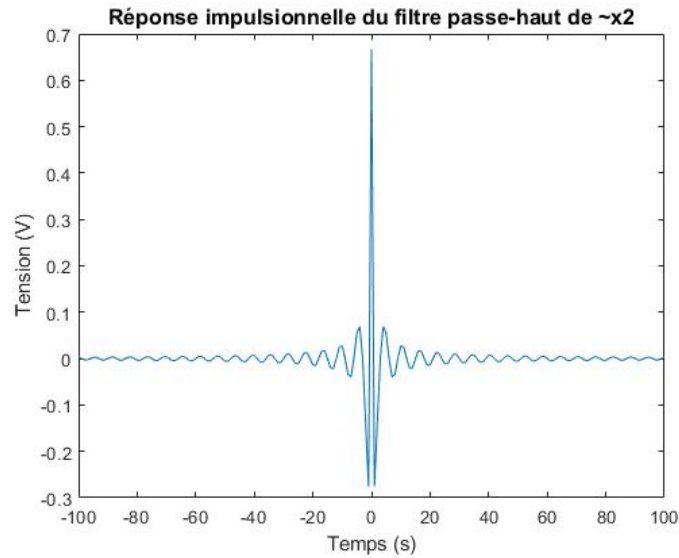


FIGURE 16 – Réponse impulsionnelle du filtre passe-haut

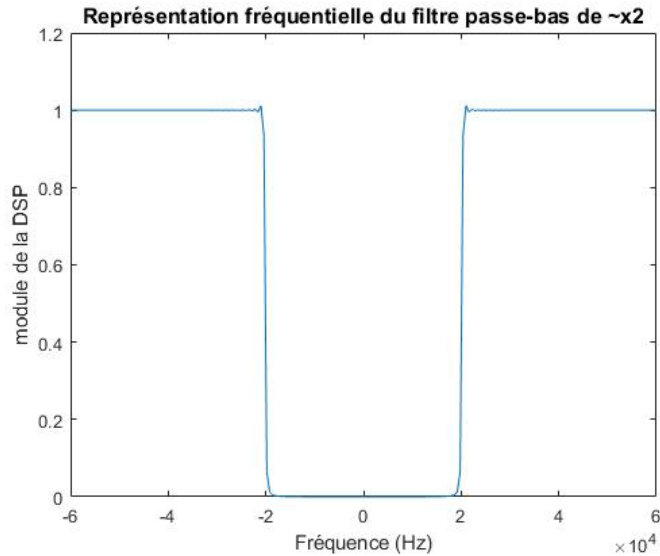


FIGURE 17 – Réponse en fréquence du filtre passe-haut



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

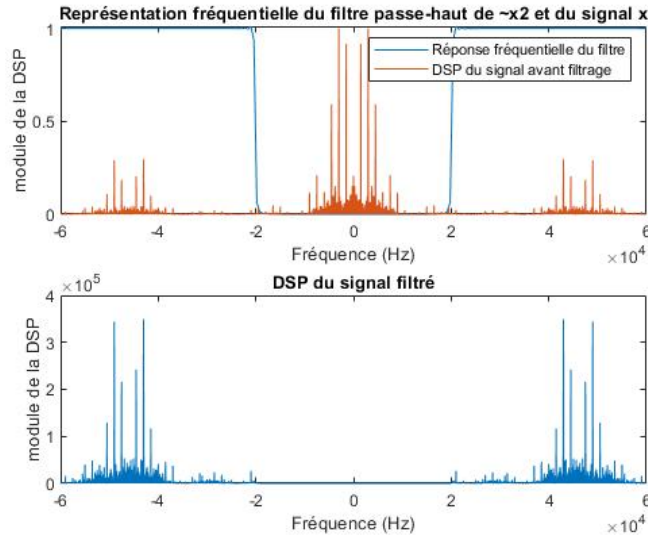


FIGURE 18 – Filtrage du signal MF-TDMA à l'aide du filtre passe-haut

Le filtre implanté paraît réaliser le filtrage passe-haut, puisqu'il a bien une amplitude non nulle pour des hautes fréquences et est nul partout ailleurs, de plus dans le signal retrouvé après filtrage on a bien seulement les hautes fréquences qui restent.

### 3.1.3 Filtrage

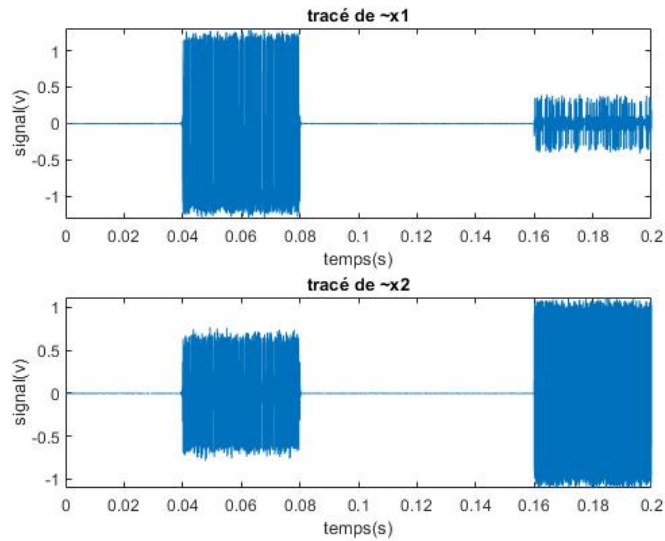


FIGURE 19 – Signaux  $\widetilde{x}_1(t)$  et  $\widetilde{x}_2(t)$  après le premier filtrage et avant le retour en bande de base

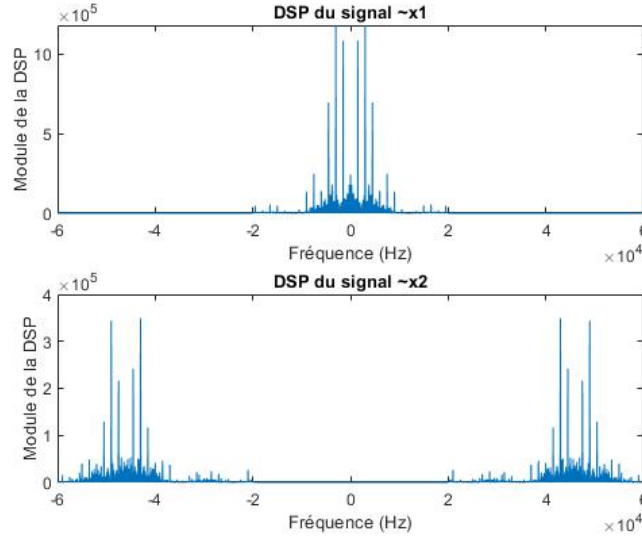


FIGURE 20 – Densité Spectrale de Puissance des signaux  $\widetilde{x}_1(t)$  et  $\widetilde{x}_2(t)$  après le premier filtrage et avant le retour en bande de base

On observe bien pour le signal  $\widetilde{x}_1(t)$  que l'information est présente seulement dans le slot 2, et qu'il reste du bruit. De même on observe bien pour le signal  $\widetilde{x}_2(t)$  que l'information est présente seulement dans le slot 5, et qu'il reste du bruit. Le filtrage a donc bien permis de séparer les messages. Au niveau de la représentation fréquentielle on observe bien pour le signal  $\widetilde{x}_1$  qu'il est centré en 0, ce qui correspond à sa fréquence porteuse ( $f_{p1}$ ). Pour la représentation fréquentielle du signal  $\widetilde{x}_2$  qu'il est situé sur les fréquences -46kHz et 46kHz ce qui correspond à sa fréquence porteuse ( $f_{p2}$ ).

### 3.2 Retour en bande de base

Pour retourner en bande de base on multiplie  $\widetilde{x}_1(t)$  par  $\cos(2\pi f_{p1}t)$  et  $\widetilde{x}_2(t)$  par  $\cos(2\pi f_{p2}t)$  (les mêmes cosinus utilisés pour réaliser la modulation). On note  $x_{1\text{trouvé}}$  et  $x_{2\text{trouvé}}$ , les signaux obtenus après ces multiplications.

$$\begin{aligned}
 x_{1\text{trouvé}}(t) &= \widetilde{x}_1(t) \times \cos(2\pi f_{p1}t) \\
 &= x_{1\text{bruité}}(t) \times \cos(2\pi f_{p1}t) \times \cos(2\pi f_{p1}t) \\
 &= \frac{1}{2}x_{1\text{bruité}}(t) + \frac{1}{2}x_{1\text{bruité}}(t) \times \cos(4\pi f_{p1}t) \\
 \\ 
 x_{2\text{trouvé}}(t) &= \widetilde{x}_2(t) \times \cos(2\pi f_{p2}t) \\
 &= x_{2\text{bruité}}(t) \times \cos(2\pi f_{p2}t) \times \cos(2\pi f_{p2}t) \\
 &= \frac{1}{2}x_{2\text{bruité}}(t) + \frac{1}{2}x_{2\text{bruité}}(t) \times \cos(4\pi f_{p2}t)
 \end{aligned}$$

Avec  $x_{1\text{bruité}}(t)$  qui correspond au signal  $x_1(t)$  avec du bruit et  $x_{2\text{bruité}}(t)$  qui correspond au signal  $x_2(t)$  avec du bruit.

On obtient donc les signaux suivant :

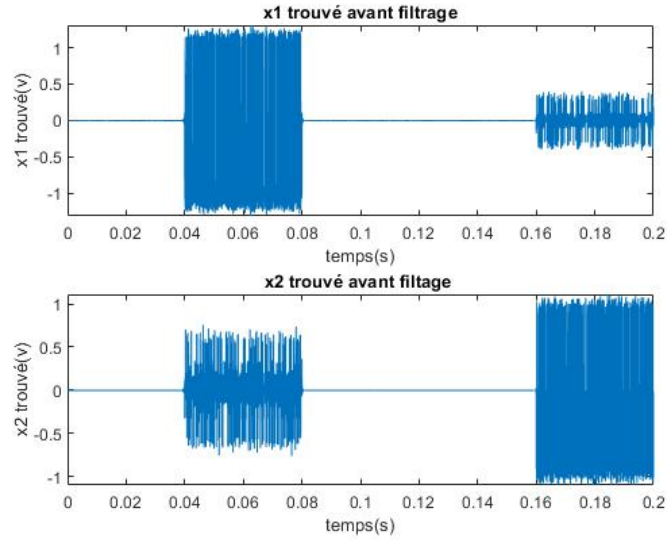


FIGURE 21 – Tracés de  $x_{1\text{trouvé}}$  et  $x_{2\text{trouvé}}$

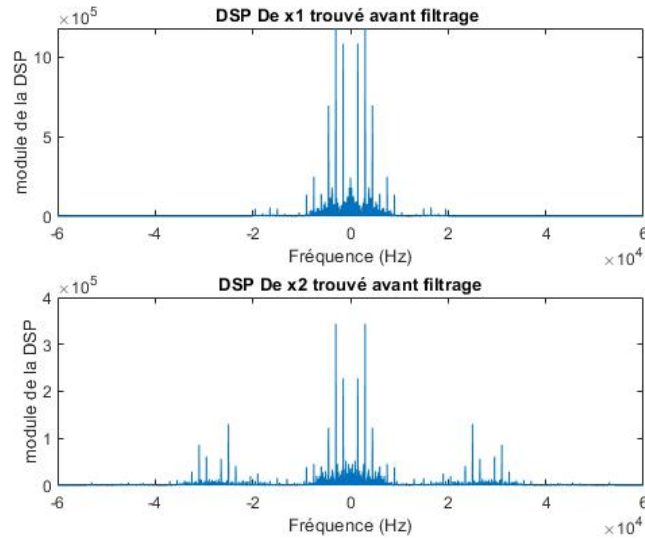


FIGURE 22 – Densité Spectrale de puissance de  $x_{1\text{trouvé}}$  et  $x_{2\text{trouvé}}$

On peut bien observer que les signaux ne sont plus sur leur fréquence porteuse puisque le signal  $x_{2\text{trouvé}}$  est centré en 0 au lieu de  $f_{p2}$ . Il n'y a pas de changement visible pour  $x_{1\text{trouvé}}$  puisque sa fréquence porteuse était de 0 Hz.

Après avoir réalisé cette opération on effectue un filtrage passe-bas afin d'isoler  $x_{1\text{bruit}}$  et  $x_{2\text{bruit}}$ . Pour choisir les fréquences de coupure appropriés, on a utilisé les DSP de  $x_{1\text{trouvé}}$  et  $x_{2\text{trouvé}}$ . Pour l'implémentation des filtres passe-bas on a utilisé la méthode que précédemment (paragraphe 3.1.1).

On obtient donc après ce filtrage final les signaux suivants :

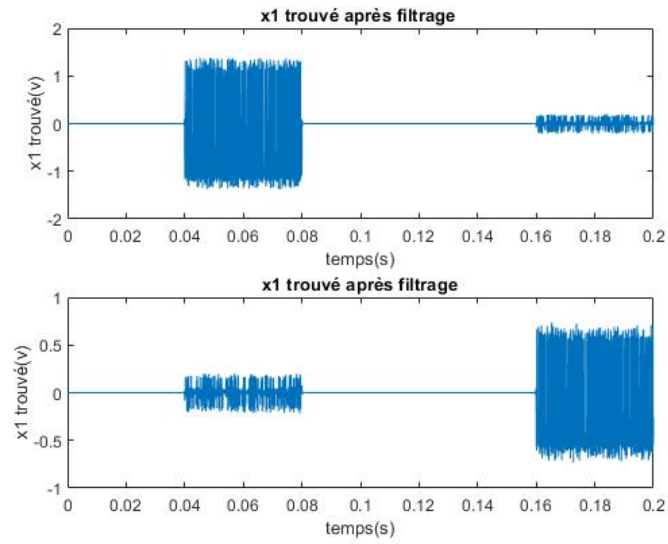


FIGURE 23 – Signaux  $x_{1\text{bruité}}$  et  $x_{2\text{bruité}}$

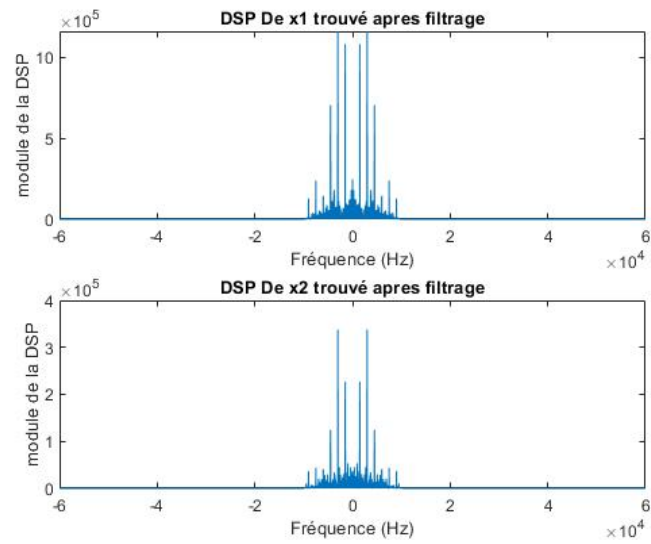


FIGURE 24 – Densité Spectrale de puissance de  $x_{1\text{bruité}}$  et  $x_{2\text{bruité}}$

Nous pouvons observer qu'après ce filtrage il ne reste plus le morceau de signal qui était encore porté par les fréquences porteuses. Cela a permis d'épurer le signal, pour qu'il puisse être le moins bruité possible.

### 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. Puis afin de détecter le slot utile, on utilise un détecteur d'énergie.

Pour ce faire, on calcule la puissance correspondant à chaque slot avec la formule de calcul des puissances des signaux aléatoires suivante :

$$P = E \left[ |x(t)|^2 \right]$$

On détermine ensuite l'indice correspondant au maximum des puissances, ce qui nous donne le slot contenant le message et on peut donc l'isoler.

### 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 textes. En effectuant cette opération on a obtenu les deux indices qui nous ont permis de déterminer le nom du professeur que ces indices indiquait.

Les deux indices sont :

Indice1 =

' Ma probabilité d'apparition au semestre 5 est assez élevée '

Indice2 =

' Mes initiales, placées à l'envers, évoquent un vert support '

Ces deux indices nous ont permis de déterminer que le professeur en question est monsieur Jean-Yves Tourneret.

Nous avons pu remarquer qu'en changeant la valeur du SNR (rapport signal sur bruit) pour déterminer son effet sur les derniers messages, on constate que l'on obtient toujours le même résultat final mais avec des allures des signaux intermédiaires qui changent en fonction de ce rapport signal sur bruit. Nous pouvons donc dire que la méthode que nous avons utilisée est assez efficace pour retrouver les messages envoyés, même en présence de bruit plus ou moins importants.

## 4 Conclusion

Ce projet nous a permis d'utiliser les multiples méthodes numériques vues en cours pour effectuer des opérations sur les différents signaux et ainsi mieux comprendre les notions vues en cours. Il nous a aussi permis de mieux comprendre les problèmes créés par le passage au numérique (comme l'induction de retard dans les messages filtrés) et les solutions existantes pour les contrer.

Nous avons pu aussi comprendre le fonctionnement de la transmission et la réception de messages.

## A Comparaison des différentes fenêtres pour l’affichage de la DSP des signaux

Pour l’affichage en fréquentiel des signaux du rapport nous avons utilisé la fenêtre rectangulaire. Nous avons cependant testé sur un signal les affichages des différentes fenêtres afin de les comparer et si utiliser la fenêtre rectangulaire était cohérent. Pour notre comparaison nous avons utilisé la Densité Spectrale de Puissance du signal  $x$  après l’ajout du bruit gaussien.

Nous avons obtenu les affichages suivants :

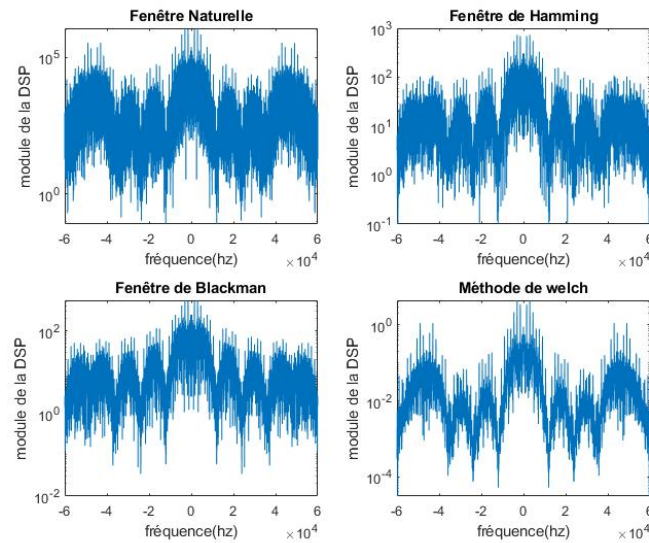


FIGURE 25 – Affichage en échelle semilog de la Densité Spectrale de puissance du signal  $x$  après avoir ajouté un bruit gaussien

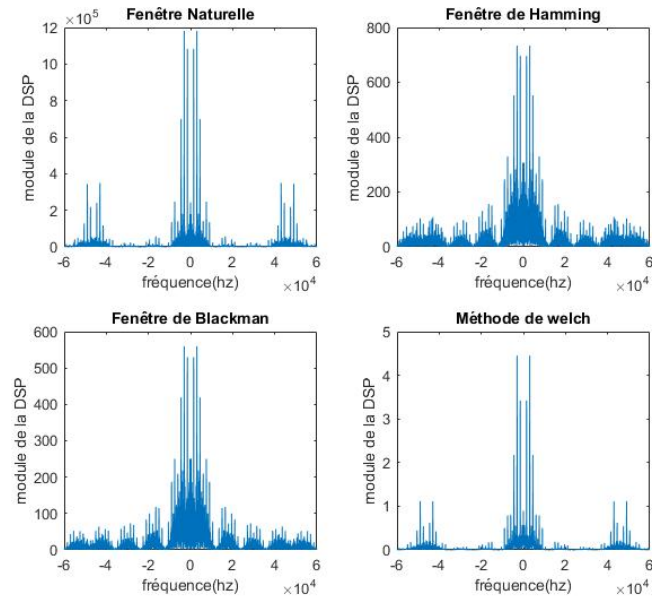


FIGURE 26 – Affichage en échelle classique de la Densité Spectrale de puissance du signal x après avoir ajouté un bruit gaussien

On a pu donc observé que pour l’affichage, la méthode de welch était celle qui permettait de visualiser le mieux les signaux en fréquentiel, cependant comme la fenêtre naturelle est très proche de cette méthode en échelle classique, permet aussi de bien visualiser les signaux et qu’elle est plus facile à mettre en place, nous avons décidé d’utiliser cette fenêtre pour notre projet.