



Projet de Traitement du Signal : Réalisation d'un modem de fréquence

par Achraf Marzougui
et Felix Foucher de Brandois

Département Sciences du Numérique - Première année
2022-2023

Table des matières

1	Introduction	4
2	Modem de fréquence	4
2.1	Construction du signal modulé en fréquence	4
2.1.1	Génération du signal NRZ	5
2.1.2	Génération du signal modulé en fréquence	6
3	Canal de transmission à bruit additif, blanc et Gaussien	8
4	Démodulation par filtrage	9
4.1	Synthèse du filtre passe-bas	9
4.2	Synthèse du filtre passe-haut	10
4.3	Résultats obtenus avec un ordre des filtres de 61	10
4.4	Détection d'énergie	12
4.5	Modification de l'ordre des filtres	14
4.6	Utilisation des fréquences de la recommandation V21	14
5	Démodulateur de fréquence adapté à la norme V21	14
5.1	Contexte de synchronisation idéale	14
5.1.1	Principe de fonctionnement de ce récepteur	15
5.1.2	Résultats obtenus	15
5.2	Gestion d'une erreur de synchronisation de phase porteuse	16
5.2.1	Impact d'une erreur de phase porteuse sur le modem im- planté précédemment	17
5.2.2	Principe de fonctionnement de cette nouvelle version du modem de fréquence	18
5.2.3	Résultats obtenus	18
6	Utilisation du démodulateur pour retrouver une image	19
7	Conclusion	20

Table des figures

1	Signal modulé en fréquence	4
2	Signal NRZ	5
3	Densité Spectrale de Puissance du signal NRZ	5
4	Tracé des DSP estimées et théoriques du signal NRZ	6
5	Signal modulé en fréquence	6
6	Tracé des DSP estimées et théoriques du signal modulé	8
7	Démodulation par filtrage.	9
8	Filtre passe-bas et filtre passe-haut avec un ordre de 61	10
9	DSP du signal modulé et la réponse en fréquence	11
10	Signal de sortie du filtre et DSP	12

11	Comparaison entre l'information transmise et celle récupérée . .	13
12	Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur par filtrage	13
13	Démodulation FSK. Synchronisation supposée idéale.	14
14	Signal démodulé. Synchronisation supposé idéale	16
15	Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur synchrone	16
16	Démodulation FSK - Gestion d'une erreur de phase porteuse. . .	17
17	Signal démodulé. Synchronisation non idéale	17
18	Signal démodulé. Pas de synchronisation	19
19	Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur avec gestion de phase	19
20	Assemblage des images obtenues	20

1 Introduction

Un modem (acronyme pour modulateur/démodulateur) est utilisé, d'une part, pour transformer une information numérique à transmettre en un signal susceptible de se propager sur le support physique à traverser entre l'émetteur et le récepteur (modulation) et, d'autre part, pour retrouver, à partir du signal abimé par le lien physique de communication, l'information binaire transmise (démodulation).

L'objectif de ce projet est d'implanter un modulateur et trois démodulateurs avec des modes de fonctionnement différents, et de comparer leur efficacité.

2 Modem de fréquence

2.1 Construction du signal modulé en fréquence

La première étape du projet consiste à réaliser la modulation de fréquence, i.e. transformer l'information binaire à transmettre en un signal modulé en fréquence (exemple sur la figure 1).

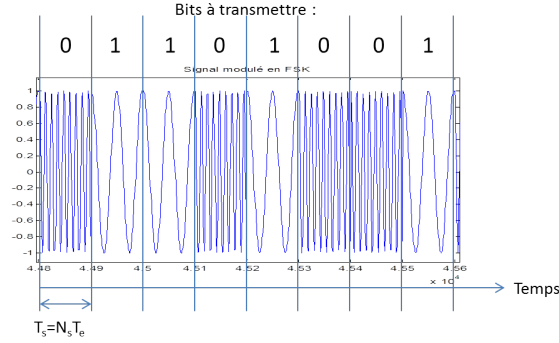


FIGURE 1 – Signal modulé en fréquence

Le signal modulé en fréquence $x(t)$ est généré de la manière suivante :

$$x(t) = (1 - NRZ(t)) \times \cos(2\pi F_0 t + \phi_0) + NRZ(t) \times \cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \quad (1)$$

où $NRZ(t)$ est un signal de type NRZ polaire formé à partir de la suite de bits à transmettre en codant les 0 et les 1 par des niveaux 0 et 1 de durée T_s secondes. ϕ_0 et ϕ_1 sont des variables aléatoires indépendantes uniformément réparties sur $[0, 2\pi]$ qui peuvent être obtenues sous matlab en utilisant $rand*2*pi$.

2.1.1 Génération du signal NRZ

1. Le signal $NRZ(t)$ est construit par duplication de chaque bits de l'information binaire à transmettre. Tous les bits sont répétés N_s fois avec $N_s = \frac{Fe}{D}$
 $Fe = 48kHz$ la fréquence d'échantillonnage
et $D = 300$ le débit du modulateur
On considère la suite de bits suivante : $\{01001110010010001001\}$ comme information à transmettre.
2. La figure 2 présente un exemple de signal NRZ généré à partir d'une information binaire à transmettre.

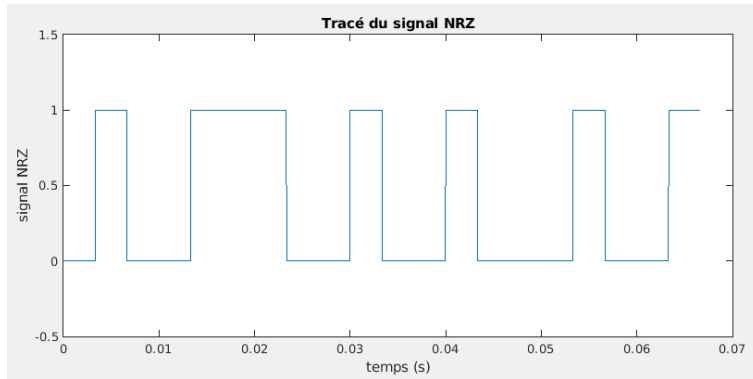


FIGURE 2 – Signal NRZ

3. La figure 3 présente la densité spectrale de puissance du signal NRZ généré précédemment, calculée à l'aide d'un un périodogramme de Welch.

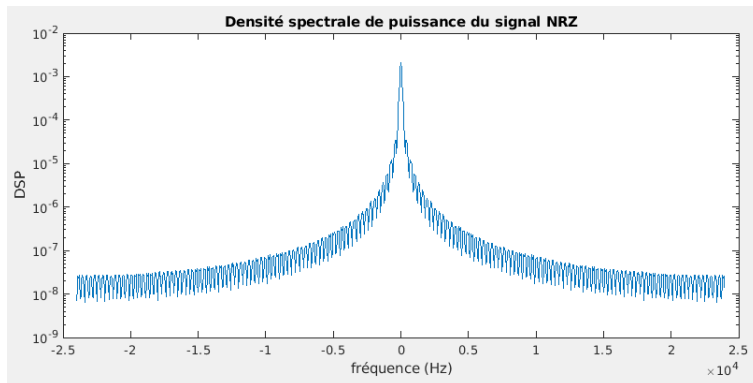


FIGURE 3 – Densité Spectrale de Puissance du signal NRZ

- La densité spectrale de puissance théorique du signal NRZ est donnée par la formule :

$$S_{NRZ}(f) = \frac{1}{4}T_s \text{sinc}(\pi f T_s)^2 + \frac{1}{4}\delta(f) \quad (2)$$

La figure 4 compare la densité spectrale de puissance théorique avec celle calculée ci-dessus.

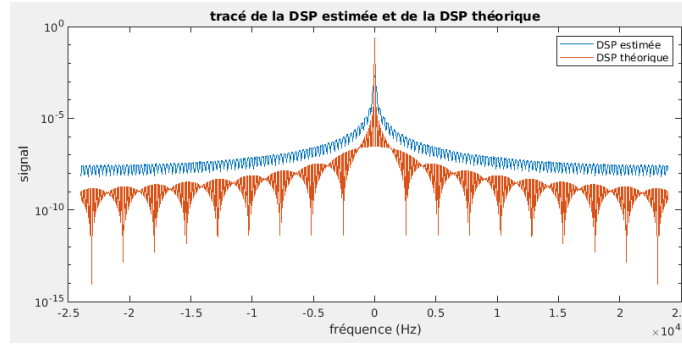


FIGURE 4 – Tracé des DSP estimées et théoriques du signal NRZ

2.1.2 Génération du signal modulé en fréquence

- Le signal $x(t)$ est généré à partir du signal $NRZ(t)$ et de deux cosinus numériques aux fréquences F_0 et F_1 et échantillonné à T_e en suivant l'équation 1
Pour les graphiques, on prend $F_0 = 6000Hz$ et $F_1 = 2000Hz$
- La figure 5 présente le signal modulé en fréquence $x(t)$.

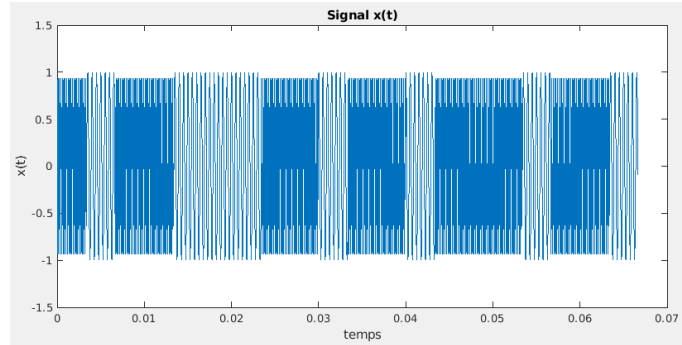


FIGURE 5 – Signal modulé en fréquence

3. À partir de la densité spectrale de puissance théorique du signal $NRZ(t)$, nous calculons celle du signal modulé en fréquence $x(t)$:

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

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[x(t) \times x(t - \tau)] \\ &= E[(1 - NRZ(t))\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0) + NRZ(t)\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)] \\ &\quad \times [(1 - NRZ(t - \tau))\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0) + NRZ(t - \tau)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \\ &= E[(1 - NRZ(t))(1 - NRZ(t - \tau))\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &\quad + E[NRZ(t - \tau)(1 - NRZ(t))\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \\ &\quad + E[NRZ(t)(1 - NRZ(t - \tau))\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &\quad + E[NRZ(t)NRZ(t - \tau)\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \end{aligned}$$

Par indépendances des variables aléatoires $NRZ(t)$, φ_0 , φ_1 , on obtient :

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[(1 - NRZ(t))(1 - NRZ(t - \tau))].E[\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &\quad + E[NRZ(t - \tau)(1 - NRZ(t))].E[\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \\ &\quad + E[NRZ(t)(1 - NRZ(t - \tau))].E[\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &\quad + E[NRZ(t)NRZ(t - \tau)].E[\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \end{aligned}$$

On utilise ensuite la formule trigonométrique :

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(a + b) + \cos(a - b))$$

$$\begin{aligned} &E[\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &= \frac{1}{2}E[\cos(2\pi F_0(2t - \tau) + 2\varphi_0) + \cos(2\pi F_0\tau)] \\ &= \frac{1}{2}\cos(2\pi F_0\tau) \\ &E[\cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \\ &= \frac{1}{2}E[\cos(2\pi(F_0 t + F_1(t - \tau)) + \varphi_0 + \varphi_1) + \cos(2\pi(F_0 t - F_1(t - \tau)) + \varphi_0 - \varphi_1)] \\ &= 0 \\ &E[\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \varphi_0)] \\ &= \frac{1}{2}E[\cos(2\pi(F_1 t + F_0(t - \tau)) + \varphi_1 + \varphi_0) + \cos(2\pi(F_1 t - F_0(t - \tau)) + \varphi_1 - \varphi_0)] \\ &= 0 \\ &E[\cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \varphi_1)] \\ &= \frac{1}{2}E[\cos(2\pi F_1(2t - \tau) + 2\varphi_1) + \cos(2\pi F_1\tau)] \\ &= \frac{1}{2}\cos(2\pi F_1\tau) \end{aligned}$$

On trouve donc :

$$\begin{aligned}
R_x(\tau) &= \frac{1}{2}E[(1 - NRZ(t))(1 - NRZ(t - \tau))].\cos(2\pi F_0\tau) \\
&\quad + \frac{1}{2}E[NRZ(t)NRZ(t - \tau)]\cos(2\pi F_1\tau) \\
&= \frac{1}{2}R_{NRZ}(\tau)(\cos(2\pi F_1\tau) + \cos(2\pi F_0\tau)) \\
&\quad + \frac{1}{2}\cos(2\pi F_0\tau)[1 - E(NRZ(t)) - E(NRZ(t - \tau))] \\
&= \frac{1}{2}R_{NRZ}(\tau)(\cos(2\pi F_1\tau) + \cos(2\pi F_0\tau))
\end{aligned}$$

On obtient finalement :

$$S_x(f) = \frac{1}{4}(S_{NRZ}(f - F_0) + S_{NRZ}(f + F_0) + S_{NRZ}(f - F_1) + S_{NRZ}(f + F_1))$$

4. La figure 6 compare la densité spectrale de puissance théorique du signal modulé avec celle calculée à l'aide d'un un périodogramme de Welch.

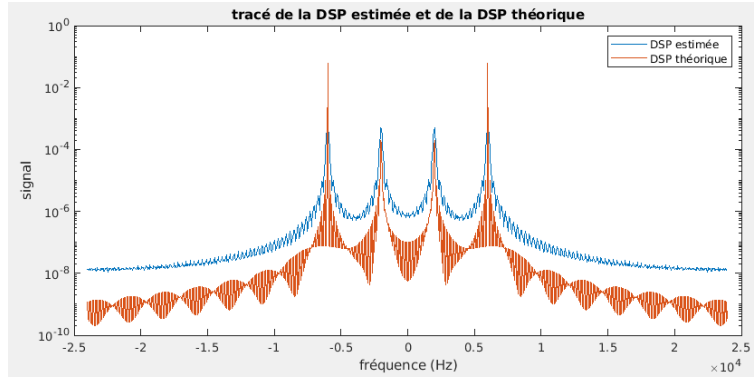


FIGURE 6 – Tracé des DSP estimées et théoriques du signal modulé

On observe deux courbes assez similaires. Sur le graphique, les quatre pics correspondent aux diracs présents dans la formule de la densité spectrale théorique du signal modulé.

3 Canal de transmission à bruit additif, blanc et Gaussien

Nous allons considérer que le canal de propagation ajoute au signal émis un bruit que l'on suppose blanc et Gaussien et qui modélise les perturbations introduites.

La puissance du bruit Gaussien à ajouter devra être déduite du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) souhaité pour la transmission donné en dB :

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_x}{P_b}$$

où P_x représente la puissance du signal modulé en fréquence et P_b la puissance du bruit ajouté.

Le signal transmis est donc désormais considéré comme la somme du signal modulé et du bruit gaussien. On fixe dans la suite le rapport signal sur bruit à 50dB.

4 Démodulation par filtrage

La figure 7 présente le récepteur implanté pour retrouver, à partir du signal modulé en fréquence bruité, le message binaire envoyé.

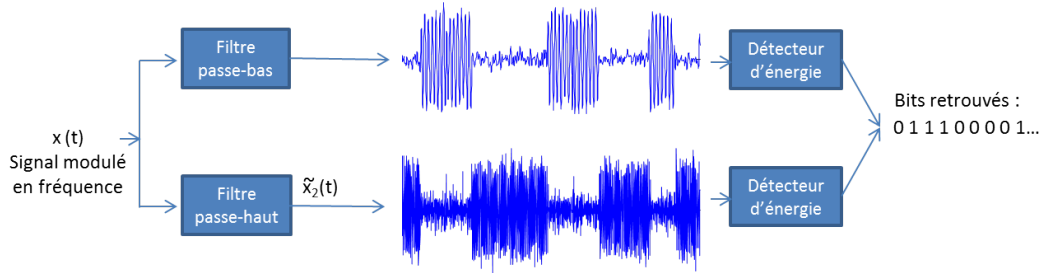


FIGURE 7 – Démodulation par filtrage.

Un filtre passe-bas permet de filtrer les morceaux de cosinus à la fréquence $F_0 = 6000\text{Hz}$, tandis qu'un filtre passe-haut permet de filtrer les morceaux de cosinus à la fréquence $F_1 = 2000\text{Hz}$. Une détection d'énergie réalisée tous les T_s secondes permet de récupérer, à partir des signaux filtrés, les bits 0 et 1 transmis.

4.1 Synthèse du filtre passe-bas

Le nombre de coefficient du filtre est fixé à 61.

On fixe une échelle pour le filtre sur matlab : $T_{filtre} = [-\frac{ordre-1}{2} : \frac{ordre-1}{2}]$ Pour synthétiser le filtre, on calcule sa réponse impulsionnelle, donnée par la formule :

$$h_{PB} = 2 \frac{F_c}{F_e} \text{sinc}(2\pi \frac{F_c}{F_e} \times T_{filtre})$$

4.2 Synthèse du filtre passe-haut

La réponse en fréquence d'un filtre passe-haut idéal est donné par :

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

On en déduit la réponse impulsionnelle en temporel d'un filtre passe-haut :

$$h_{PH} = -h_{PB}$$

4.3 Résultats obtenus avec un ordre des filtres de 61

Le filtrage a été obtenu à l'aide de la fonction *filter.m* de matlab. Le signal à filtrer a été transformé par 0-padding.

Les figures suivantes présentent la réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence de chaque filtre.

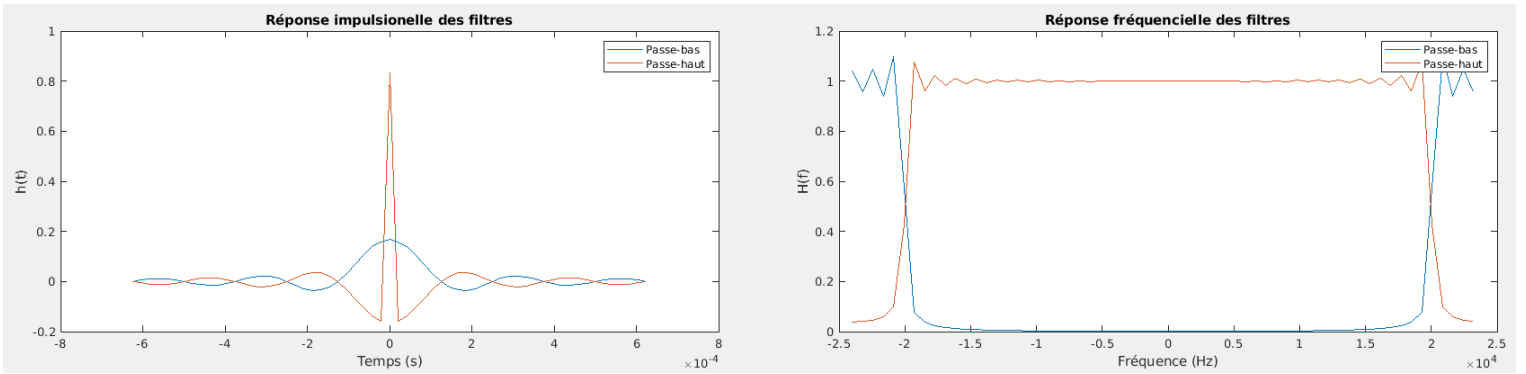


FIGURE 8 – Filtre passe-bas et filtre passe-haut avec un ordre de 61

On trace également densité spectrale de puissance du signal modulé et la réponse en fréquence de chaque filtre.

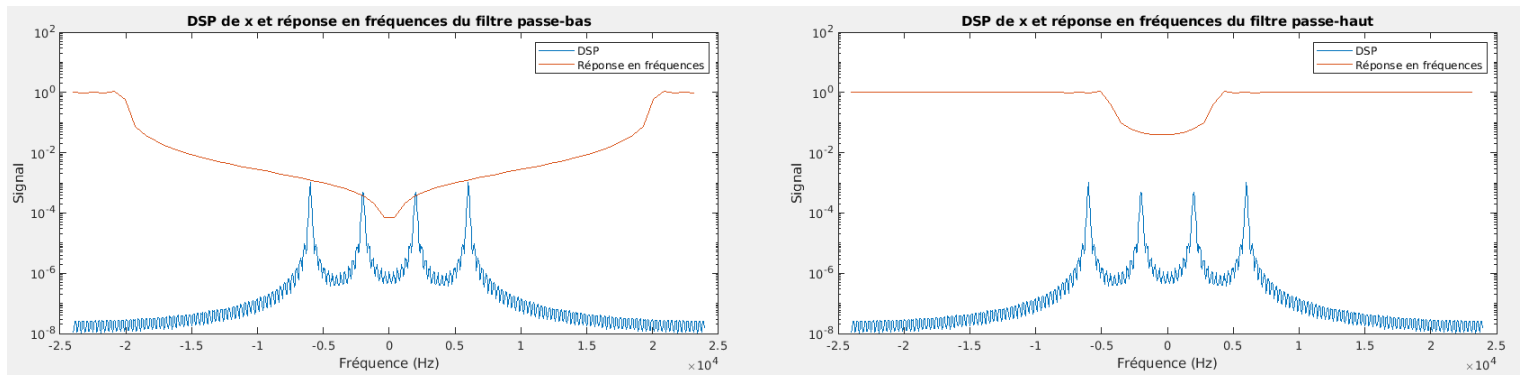


FIGURE 9 – DSP du signal modulé et la réponse en fréquence

La figure 10 présente le signal de sortie de chaque filtre ainsi que sa densité spectrale de puissance.

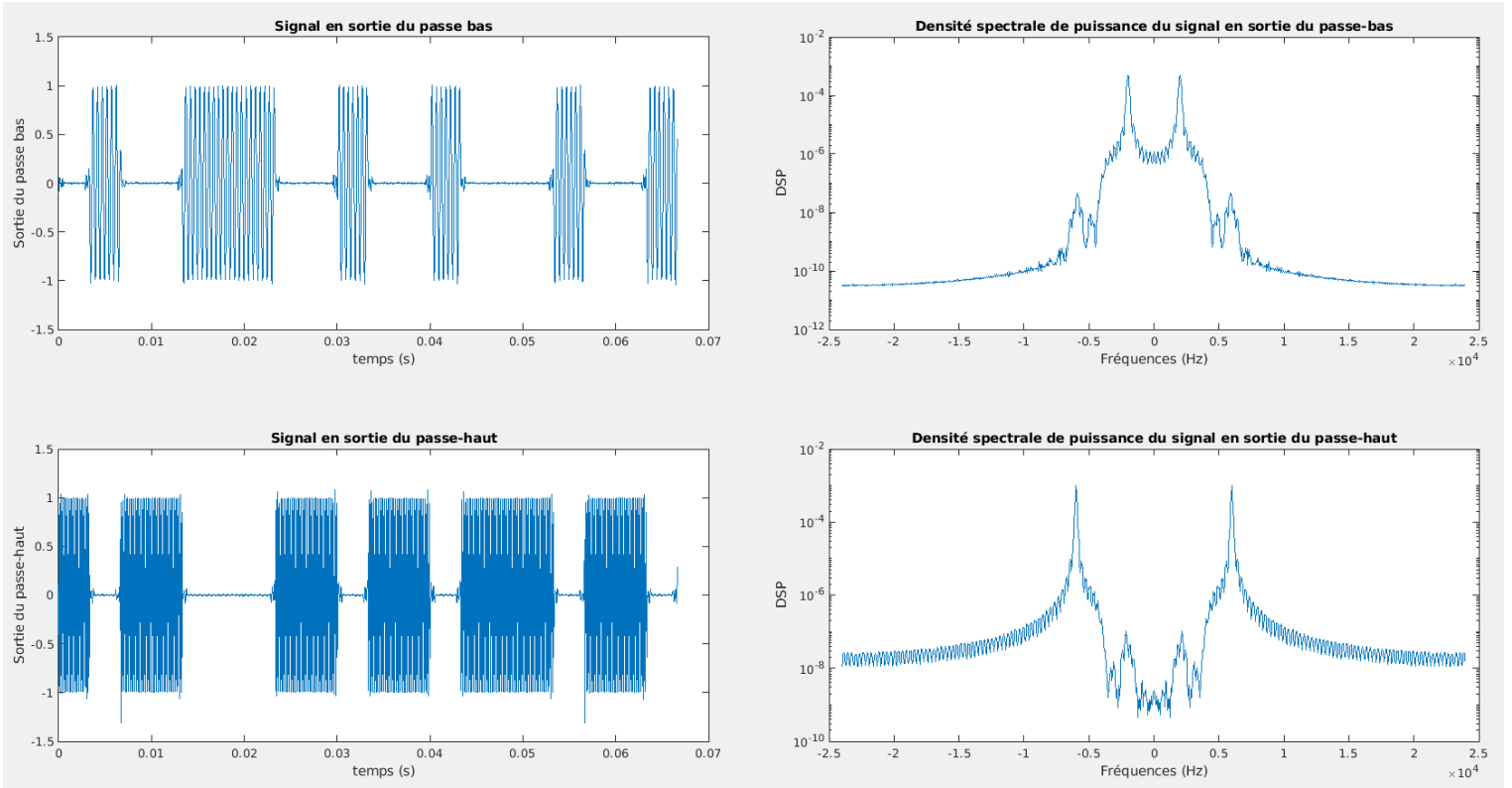


FIGURE 10 – Signal de sortie du filtre et DSP

4.4 Détection d'énergie

Afin de retrouver les bits émis à partir des signaux filtrés, on va utiliser un détecteur d'énergie.

Chaque signal filtré sera divisé en périodes temporelles de durée T_s secondes. Sur chaque tranche de signal, notée X et constituée de N_s échantillons : $X = \{x_1, \dots, x_{N_s}\}$, un calcul d'énergie devra être effectué et comparé à un seuil.

Si on considère, par exemple, le signal filtré par le passe-bas, on aura la condition suivante :

$$\text{Si } \sum_{n=1}^{N_s} x_n^2 > K \text{ alors bit 1 sinon bit 0}$$

où K représente un seuil fixé expérimentalement après observation de l'énergie calculée sur les différentes périodes T_s de signal.

Par détection d'énergie, on retourne les bits transmis par le signal filtré.

La figure 11 affiche la comparaison entre les bits transmis et les bits retrouvés avec les deux filtres. (Les signaux sont confondus)

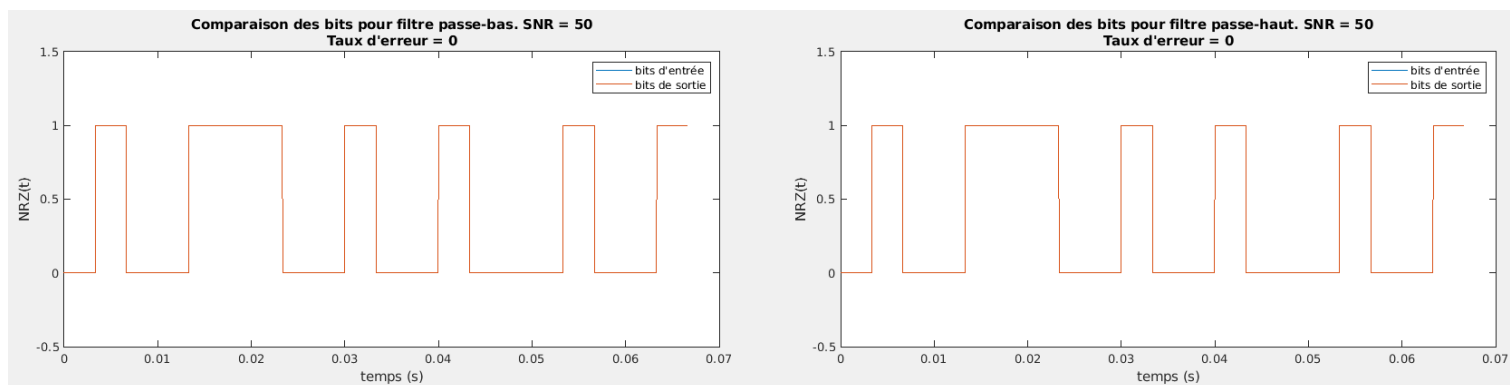


FIGURE 11 – Comparaison entre l'information transmise et celle récupérée

Le taux d'erreur binaire (TEB) correspond au nombre de bits erronés sur nombre de bits transmis.

On dresse la courbe d'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit.

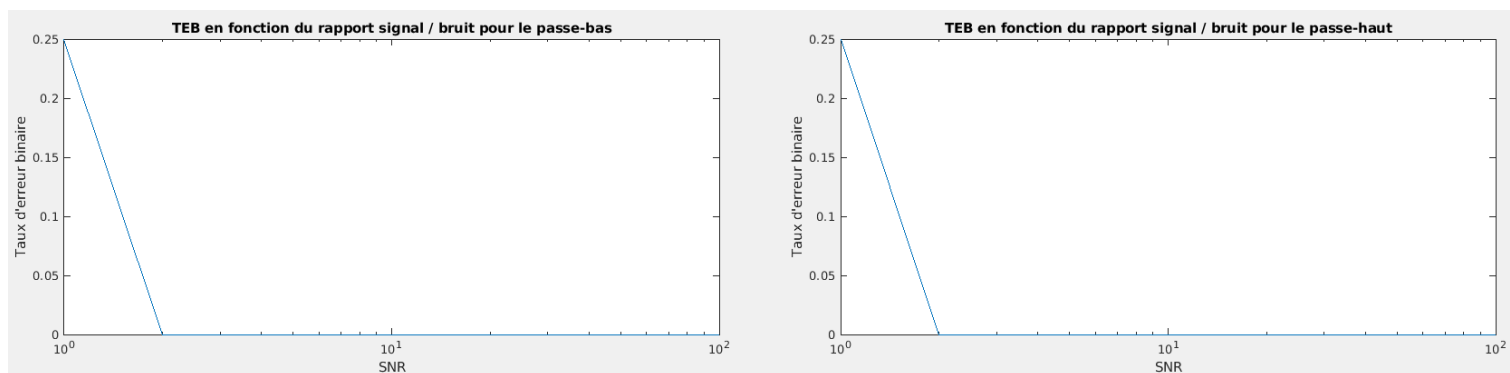


FIGURE 12 – Taux d’erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur par filtrage

4.5 Modification de l'ordre des filtres

On fixe maintenant l'ordre des filtres à 201.

On n'observe pas de changements significatifs sur les courbes présentées précédemment. Les courbes du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit restent les mêmes.

4.6 Utilisation des fréquences de la recommandation V21

Dans cette section, on utilise les fréquences de la recommandation V21, c'est-à-dire : $F_0 = 1180Hz$ et $F_1 = 980Hz$.

On obtient une information de sortie sous forme de bits très différente de l'information d'entrée : tous les bits sont à 1 !

Cela provient du système de détection d'énergie. Pour des fréquences très éloignées, à la sortie des filtres, le signal est soit presque nul, soit de même amplitude que le signal d'origine. Ici, les fréquences étant plus rapprochées, le signal à la sortie du filtre devient plus homogène : les variations d'amplitudes ne sont plus aussi significatives. Ainsi, pour déterminer si le signal filtré correspond à un 0 ou à un 1, il faut fixer le seuil précisément entre les deux amplitudes. Mais le résultat ne peut pas être satisfaisant et reste faussé pour un rapport signal sur bruit trop important.

5 Démodulateur de fréquence adapté à la norme V21

5.1 Contexte de synchronisation idéale

La figure 13 présente le récepteur implanté afin de retrouver, dans un contexte de synchronisation idéale, le message binaire envoyé à partir du signal modulé en fréquence suivant la recommandation V21.

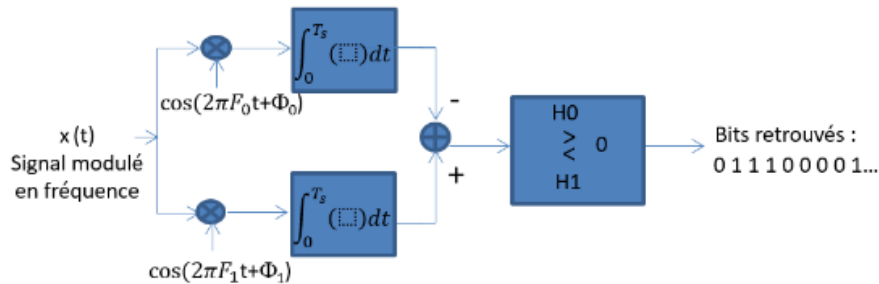


FIGURE 13 – Démodulation FSK. Synchronisation supposée idéale.

5.1.1 Principe de fonctionnement de ce récepteur

Le signal modulé est composé de signaux $s_0(t) = \cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)$ ou $s_1(t) = \cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)$ qui varient toutes les T_s secondes. Si le bit à transmettre est 0, $x(t) = s_0(t)$ et si le bit à transmettre est 1, $x(t) = s_1(t)$.

On a :

$$I_0 = \int_0^{T_s} s_0(t)^2 dt = \frac{1}{2} \left[T_s + \frac{1}{4\pi F_0} (\sin(4\pi F_0 T_s + 2\varphi_0) - \sin(2\varphi_0)) \right]$$

$$I_1 = \int_0^{T_s} s_1(t)^2 dt = \frac{1}{2} \left[T_s + \frac{1}{4\pi F_1} (\sin(4\pi F_1 T_s + 2\varphi_1) - \sin(2\varphi_1)) \right]$$

$$\begin{aligned} I_{01} = \int_0^{T_s} s_0(t) \cdot s_1(t) dt &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2\pi(F_0 + F_1)} (\sin(2\pi(F_0 + F_1)T_s + \varphi_0 + \varphi_1) - \sin(\varphi_0 + \varphi_1)) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2\pi(F_0 - F_1)} (\sin(2\pi(F_0 - F_1)T_s + \varphi_0 - \varphi_1) - \sin(\varphi_0 - \varphi_1)) \right] \end{aligned}$$

En utilisant les valeurs de la norme V21 ($T_s = 33 \times 10^{-3} s$ et $\Delta F = 100 Hz$), on obtient :

$$I_{01} \approx \frac{1}{4\pi \Delta F} \ll \frac{T_s}{2} \approx I_0 \approx I_1$$

On observe que la troisième intégrale est négligeable devant les deux autres. Ainsi, lorsque l'on calcule la différence $\int_0^{T_s} x(t) \cdot s_1(t) dt - \int_0^{T_s} x(t) \cdot s_0(t) dt$, le résultat va être positif si le bit à transmettre est 1 et négatif si le bit à transmettre est 0.

On peut alors retrouver l'information d'origine.

5.1.2 Résultats obtenus

La figure 14 présente le signal à la sortie du démodulateur pour un rapport signal sur bruit à 50dB, que l'on peut comparer avec le signal d'entrée.

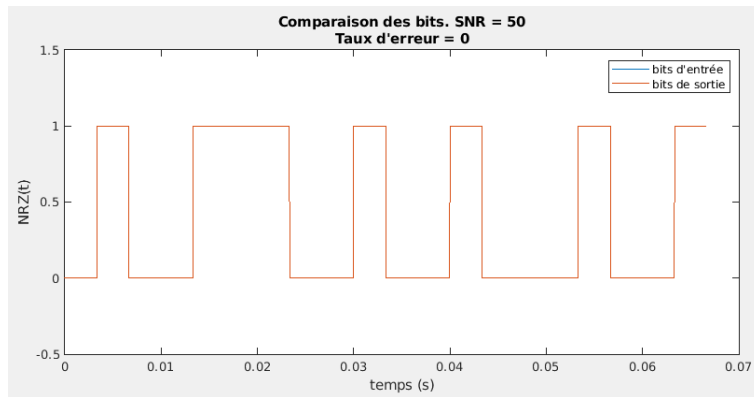


FIGURE 14 – Signal démodulé. Synchronisation supposé idéale

La courbe de l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit reste nulle.

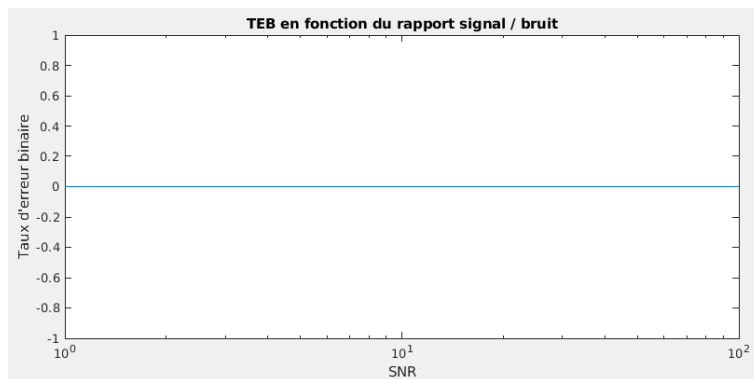


FIGURE 15 – Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur synchrone

5.2 Gestion d'une erreur de synchronisation de phase porteuse

Le problème de la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est un problème important lorsque l'on réalise une transmission. Les deux doivent être parfaitement synchronisés en temps et en fréquence pour que le démodulateur implanté précédemment fonctionne, ce qui en pratique n'est bien entendu pas possible. Afin que le modem puisse continuer à fonctionner en présence d'une erreur de phase porteuse, celui-ci doit être modifié. La figure 16 présente un

démodulateur permettant de s'affranchir de problèmes de synchronisation de phase entre les oscillateurs d'émission et de réception.

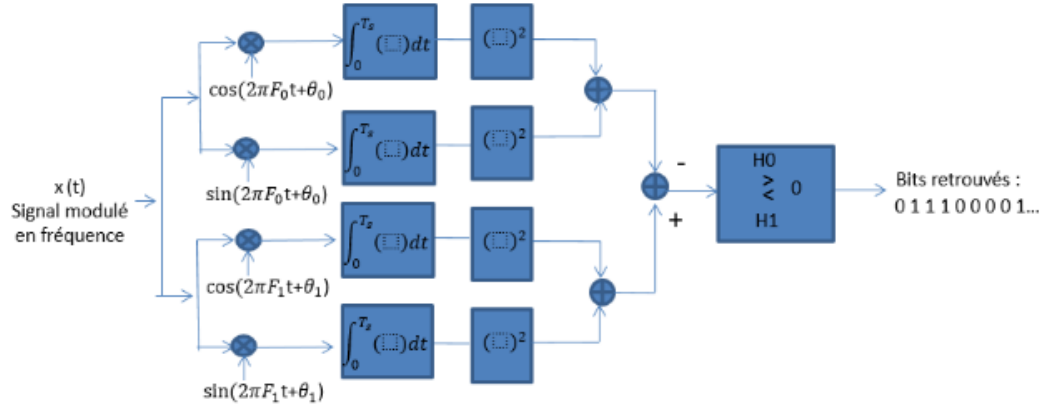


FIGURE 16 – Démodulation FSK - Gestion d'une erreur de phase porteuse.

5.2.1 Impact d'une erreur de phase porteuse sur le modem implanté précédemment

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont désynchronisés, les phases des cosinus dans l'intégrale ne sont pas les mêmes. Ainsi, les intégrales perdent leurs propriété de négligeabilité. On ne peut donc plus retrouver correctement l'information de départ :

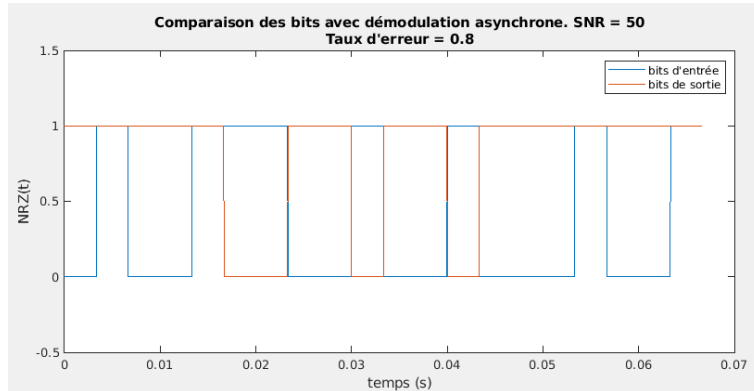


FIGURE 17 – Signal démodulé. Synchronisation non idéale

5.2.2 Principe de fonctionnement de cette nouvelle version du modem de fréquence

Sur le même principe que le démodulateur synchrone, on calcule les quatres intégrales du démodulateur avec gestion de phase porteuse. On garde la décomposition du signal $x(t)$ en signaux $s_0(t) = \cos(2\pi F_0 t + \varphi_0)$ ou $s_1(t) = \cos(2\pi F_1 t + \varphi_1)$ qui varient toutes les T_s secondes. On se place ici dans le cas où le bit transmis est un 0.

On pose :

$$\begin{aligned} u_0(t) &= \cos(2\pi F_0 t + \theta_0) \\ v_0(t) &= \sin(2\pi F_0 t + \theta_0) \\ u_1(t) &= \cos(2\pi F_1 t + \theta_1) \\ v_1(t) &= \sin(2\pi F_1 t + \theta_1) \end{aligned}$$

On a, en utilisant les valeurs de la norme V21 :

$$J_1 = \int_0^{T_s} s_0(t)u_0(t)dt \approx \frac{1}{2}T_s \cos(\theta_0 - \varphi_0)$$

$$J_2 = \int_0^{T_s} s_0(t)v_0(t)dt \approx \frac{1}{2}T_s \sin(\theta_0 - \varphi_0)$$

$$J_3 = \int_0^{T_s} s_0(t)u_1(t)dt \approx \frac{1}{4\pi\Delta F}$$

$$J_4 = \int_0^{T_s} s_0(t)v_1(t)dt \approx \frac{1}{4\pi\Delta F}$$

Puis :

$$J_1^2 + J_2^2 \approx \frac{1}{2}T_s^2 \text{ et } J_3^2 + J_4^2 \approx \frac{1}{8\pi^2\Delta F^2}$$

La deuxième somme est négligeable devant la première. Ainsi, si le bit à coder est un 0, en calculant la différence $J_3^2 + J_4^2 - J_1^2 + J_2^2$, on obtient un résultat négatif. Au contraire, si le bit à coder est un 1, en remplaçant $s_0(t)$ par $s_1(t)$ dans les intégrales et en calculant la différence, on obtient un résultat positif.

On peut alors retrouver l'information d'origine.

5.2.3 Résultats obtenus

La figure 18 présente le signal à la sortie du démodulateur avec gestion de phase pour un rapport signal sur bruit à 50dB, que l'on peut comparer avec le signal d'entrée.

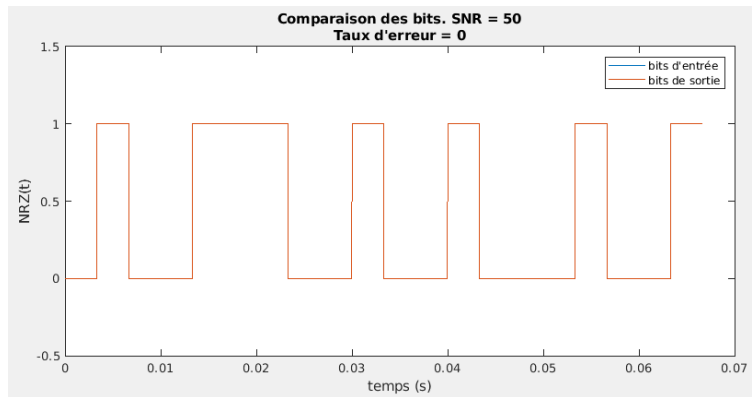


FIGURE 18 – Signal démodulé. Pas de synchronisation

On a également la courbe de l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit.

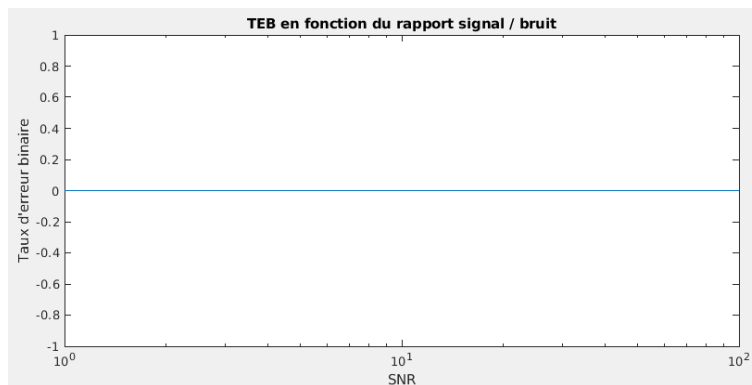


FIGURE 19 – Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour un démodulateur avec gestion de phase

6 Utilisation du démodulateur pour retrouver une image

Nous avons utilisé le démodulateur avec gestion de phase construit précédemment sur les fichiers fournis. La figure 20 présente l'assemblage des 6 images obtenues.

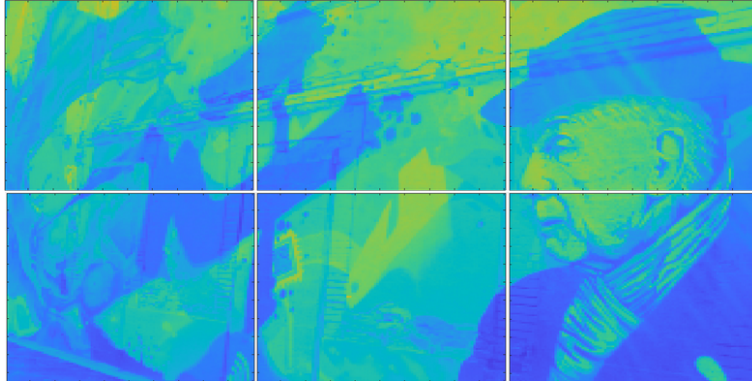


FIGURE 20 – Assemblage des images obtenues

Il s'agit de Charles Camichel à l'ENSEEIH, .

7 Conclusion

A partir de la suite de bits (l'information à transmettre), nous avons construit le signal $NRZ(t)$ qui sert à générer le signal modulé $x(t)$. Ces étapes correspondent à la modulation.

Le canal de transmission a ensuite été modélisé par une addition de bruit blanc et gaussien au signal modulé.

Finalement, pour l'étape de démodulation, nous avons considéré deux principes différents. Le premier consiste à filtrer le signal à l'aide d'un filtre passe-haut ou passe-bas, puis d'utiliser un détecteur d'énergie pour retrouver l'information d'origine. Nous avons ainsi implanté un démodulateur par filtrage. La deuxième méthode opère sur les cosinus qui constituent le signal modulé pour retrouver l'information, que nous avons implanté dans le deuxième démodulateur. Nous avons considéré deux configurations : Nous avons démodulé le signal dans un contexte de synchronisation idéale, puis nous avons pris en compte l'erreur de synchronisation de phase porteuse. Cette complication nous a amené au développement du troisième démodulateur, adapté aux normes de la recommandation V21.