

**INP ENSEEIHT**

**Institut national polytechnique en France**

L'École nationale supérieure d'électrotechnique, d'électronique, d'informatique,  
d'hydraulique et des télécommunications

Première année

# **Réalisation d'un modem de fréquence selon la recommandation V21 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT)**

*(Projet de Traitement Numérique du Signal)*

Optimisation de la réception de signal binaire sur  
canal à bruit additif blanc et Gaussien en utilisant  
la modulation 2-FSK

Projet réalisé par *(Ayoub Bouchama)*  
et *(Oussama Elguerraoui)*

Projet de Traitement Numérique du Signal

Dirigée par *(Roman Malinowski)*

Achevé et rendu le *(27 janvier 2023)*

Lien utile vers les page des realisateurs du projet :

Ayoub Bouchama, *Département SN, Groupe F* ([Profil LinkedIn](#))

Oussama ElGuerraoui, *Département SN, Groupe F* ([Profil LinkedIn](#))

**Titre :**

Réalisation d'un modem de fréquence selon la recommandation V21 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT)

**Résumé** *(en français) :*

Le projet consistait à réaliser un modem de fréquence selon la recommandation V21 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT). Le modem devait 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 abîmé par le lien physique de communication, l'information binaire transmise (démodulation). Le projet était divisé en 3 parties : la première partie impliquait la réalisation d'un filtrage du signal reçu, la deuxième partie impliquait l'application des normes V21 pour la modulation et la démodulation, et la troisième partie impliquait l'ajout de la phase pour améliorer les performances du modem.

**Mots-clés :**

modem, fréquence, recommandation V21, Union Internationale des Télécommunications (UIT), débit maximal, modulation de fréquence numérique, modulation 2-FSK, filtrage, détection d'énergie, taux d'erreur binaire, norme V21, phase.

---

**Title:**

Realization of a frequency modem according to recommendation V21 of the International Telecommunications Union (ITU)

**Abstract** *(in english):*

The project involves the realization of a frequency modem in accordance with the V21 recommendation of the International Telecommunications Union (ITU). The project is divided into three parts: a modem with filtering, a modem with the V21 standard, and a modem with the V21 standard with phase. The first part deals with the implementation of a low-pass filter and a high-pass filter to filter the received signal in order to retrieve the emitted bits. The second part deals with the implementation of the V21 standard, which specifies the modulation and demodulation techniques to be used for the modem. The third part deals with the implementation of the V21 standard with phase, which improves the performance of the modem by taking into account the phase of the received signal. The aim of the project is to design and implement a modem that is compliant with the V21 standard and to evaluate its performance in terms of bit error rate.

**Keywords:**

modem, frequency, V21 recommendation, International Telecommunications Union (ITU), maximum bit rate, digital frequency modulation, 2-FSK modulation, filtering, energy detection, bit error rate, V21 standard, phase.

---

## Contents

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>Modem de fréquence</b>	<b>5</b>
2.1	Génération de la modulation de fréquence du signal . . . . .	5
2.1.1	Génération du signal NRZ . . . . .	6
2.1.2	Génération du signal modulé en fréquence . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Canal de transmission à bruit additif, blanc et Gaussien</b>	<b>10</b>
<b>4</b>	<b>Démodulation par filtrage</b>	<b>10</b>
4.1	Synthèse du filtre passe-bas . . . . .	11
4.2	Synthèse du filtre passe-haut . . . . .	12
4.3	Résultats obtenus avec un ordre des filtres de 61 . . . . .	13
4.4	Modification de l'ordre des filtres . . . . .	13
4.5	Utilisation des fréquences de la recommandation V21 . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Démodulateur de fréquence adapté à la norme V21</b>	<b>14</b>
5.1	Contexte de synchronisation idéale . . . . .	14
5.1.1	Principe de fonctionnement de ce récepteur . . . . .	14
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 implanté précédemment . . . . .	16
5.2.2	Principe de fonctionnement de cette nouvelle version du modem de fréquence	17
5.2.3	Résultats obtenus . . . . .	17
<b>6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>17</b>
<b>7</b>	<b>Références</b>	<b>18</b>

## List of Figures

1	Signal modulé en fréquence . . . . .	5
2	Tracé du signal NRZ . . . . .	6
3	Tracé de la densité spectrale du signal NRZ . . . . .	7
4	Tracé de la densité spectrale ideale du signal NRZ . . . . .	7
5	Tracé du signal x . . . . .	8
6	Tracé de la densité spectrale du signal x . . . . .	8
7	Tracé du signal x bruité . . . . .	10

8	Tracé de la densité spectrale du signal x bruité . . . . .	10
9	Démodulation par filtrage. . . . .	10
10	Tracé de la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas . . . . .	11
11	Tracé de la fonction de transfert du filtre passe-bas . . . . .	12
12	Tracé de la réponse impulsionnelle du filtre passe-haut . . . . .	12
13	Tracé de la fonction de transfert du filtre passe-haut . . . . .	12
14	Tracé du signal x bruité après filtrage passe-bas . . . . .	13
15	Tracé du signal x bruité après filtrage passe-haut . . . . .	13
16	Tracé du signal x bruité après filtrage passe-bas aux normes V21 . . . . .	14
17	Tracé du signal x bruité après filtrage passe-haut aux normes V21 . . . . .	14
18	Démodulation FSK. Synchronisation supposée idéale. . . . .	15
19	Démodulation FSK - Gestion d'une erreur de phase porteuse. . . . .	16
20	Image Restituée . . . . .	18

## 1 Introduction

Le projet consiste en la réalisation d'un modem de fréquence, selon la recommandation V21 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT).

Un modem (acronyme de modulateur/démodulateur) est un dispositif utilisé pour transformer une information numérique en un signal pouvant être transmis sur le support physique de communication entre l'émetteur et le récepteur (modulation), et pour retrouver l'information binaire à partir du signal altéré par le lien physique de communication (démodulation). Le modem à implanter dans ce projet sera utilisé sur la ligne téléphonique, avec un débit maximal de 300 bits par seconde (également exprimé en bauds). La technique de transmission utilisée est la modulation de fréquence numérique, qui est encore utilisée dans de nombreux systèmes de transmission actuels, tels que l'internet des objets (technologie LoRa), le Bluetooth ou la télémesure/télécommande par satellite. Le modem V21 fonctionne en mode duplex et simule la voie de transmission n°1 (appel). La première étape du projet consiste à créer le signal modulé en fréquence à partir d'un fichier d'information binaire. Ensuite, à partir d'un signal reçu altéré par un canal à bruit additif blanc et gaussien (AWGN), il faudra mettre en place le modem de réception permettant de retrouver l'information binaire. Plusieurs versions du récepteur seront implantées : une première version procédera par filtrage, une seconde utilisera la méthode de détection de corrélation de moyenne et une troisième mettra en œuvre une détection de corrélation de maximal. Enfin, la dernière étape consistera à évaluer la qualité de transmission obtenue en comparant l'information binaire transmise à celle reçue, et en restituant une image qui va subir les traitements nécessaires pour reprendre sa forme principale.

## 2 Modem de fréquence

### 2.1 Génération de la modulation de fréquence du signal.

La génération de la modulation de fréquence a été réalisée en première étape du projet, cette étape consiste à transcoder les données binaires en un signal modulé en fréquence afin de pouvoir les transmettre (exemple sur la figure 1).

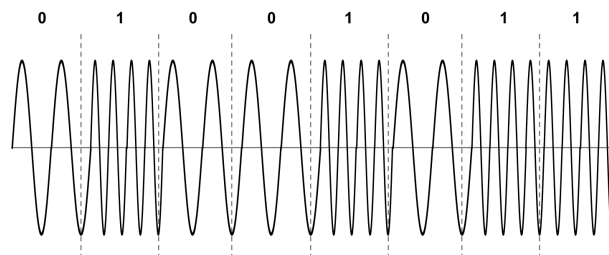


Figure 1 – Signal modulé en fréquence

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.  $\phi_0$  et  $\phi_1$  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

Le signal NRZ (Non Return to Zero) est un type de signal numérique utilisé dans les communications de données pour représenter des bits binaires sous forme de tension électrique. Pour générer ce signal, nous utilisons la fonction `randi()` de Matlab pour générer un vecteur de bits aléatoires de longueur `nbit`. Nous utilisons ensuite la fonction `kron()` pour étendre chaque bit sur `Ns` échantillons consécutifs, de sorte que chaque bit du signal NRZ est représenté par un segment de `Ns` échantillons consécutifs de la même valeur.

Une fois le signal NRZ généré, nous pouvons l'afficher dans une échelle temporelle en utilisant la fonction `plot()` de Matlab. Nous pouvons également calculer et afficher sa densité spectrale en utilisant la fonction `fft()` pour calculer sa transformée de Fourier, puis en utilisant la fonction `abs()` pour obtenir sa magnitude et en la mettant au carré pour obtenir sa densité spectrale.

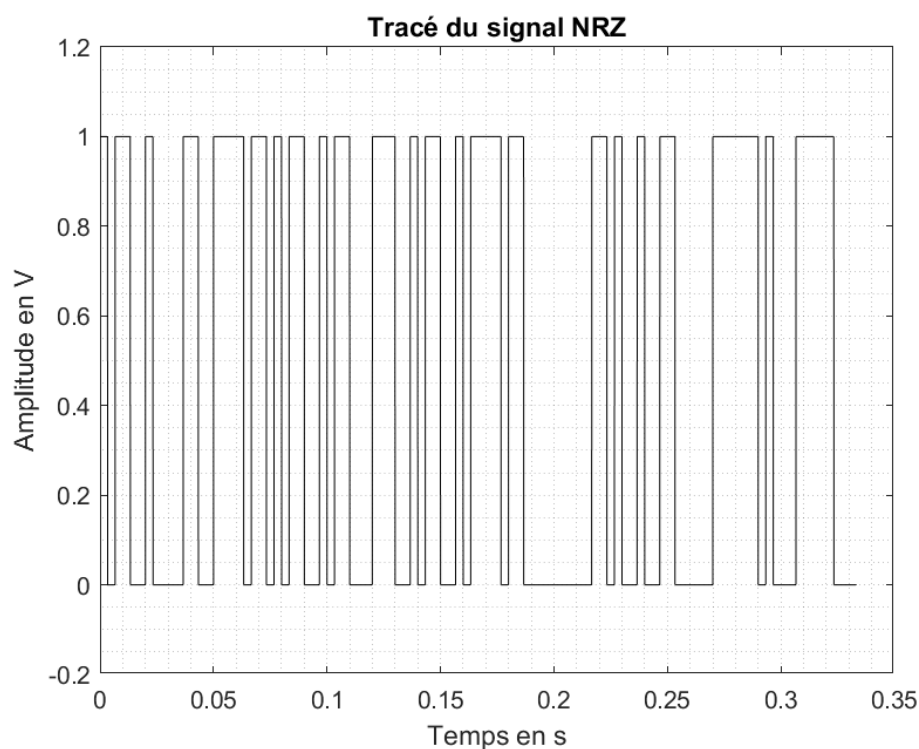


Figure 2 – Tracé du signal NRZ

Enfin, nous pouvons également calculer et afficher la densité spectrale du filtre idéal NRZ en utilisant le vecteur `y` de zéros, en mettant à 1 le coefficient correspondant à la fréquence 0 (dirac) et en utilisant la fonction `sinc()` pour définir la densité spectrale du filtre. Nous pouvons ensuite afficher les densités spectrales du signal NRZ et du filtre idéal NRZ sur une échelle logarithmique en utilisant la fonction `semilogy()`.

Nous constatons une petite divergence entre le tracé de la densité spectrale réelle de NRZ et celui théorique de NRZ idéale, cela est dû à plusieurs facteurs tels que les imperfections des matériels utilisés pour l'émission et la réception, les perturbations externes, les erreurs de synchronisation, et d'autres phénomènes liés à la transmission des données.

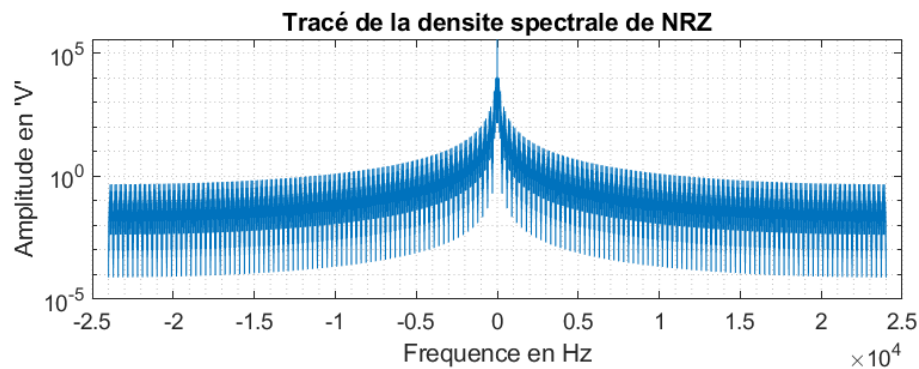


Figure 3 – Tracé de la densité spectrale du signal NRZ

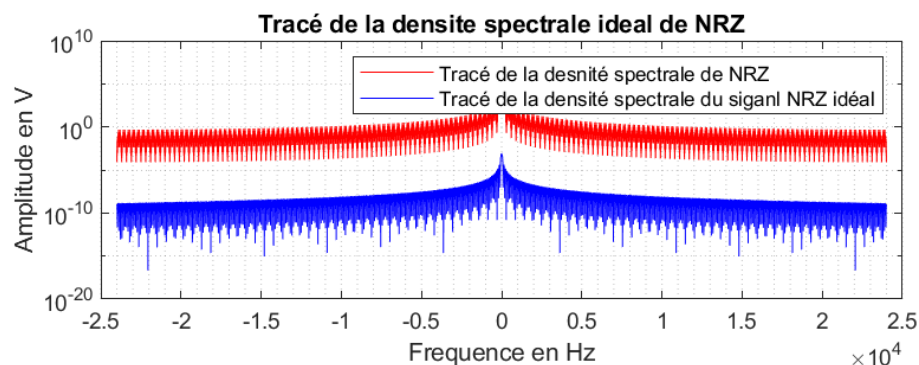


Figure 4 – Tracé de la densité spectrale idéale du signal NRZ

### 2.1.2 Génération du signal modulé en fréquence

Génération des porteuses : afin de moduler le signal NRZ, nous avons généré deux porteuses sinusoïdales de fréquences  $F_0 = 6000$  Hz et  $F_1 = 2000$  Hz. Nous avons également attribué une phase aléatoire à chacune de ces porteuses.

Modulation du signal NRZ : nous avons modulé le signal NRZ en multipliant chaque bit par la porteuse correspondante (s0 pour les bits de valeur 0 et s1 pour les bits de valeur 1). Le résultat de cette opération est un signal modulé en fréquence, que nous avons appelé x.

Affichage et analyse du signal modulé : nous avons affiché le signal x dans une échelle temporelle et calculé sa densité spectrale. Nous avons constaté que la densité spectrale du signal x présente des pics de puissance autour des fréquences  $F_0$  et  $F_1$ , ce qui indique que le signal NRZ a bien été modulé en utilisant ces deux porteuses.

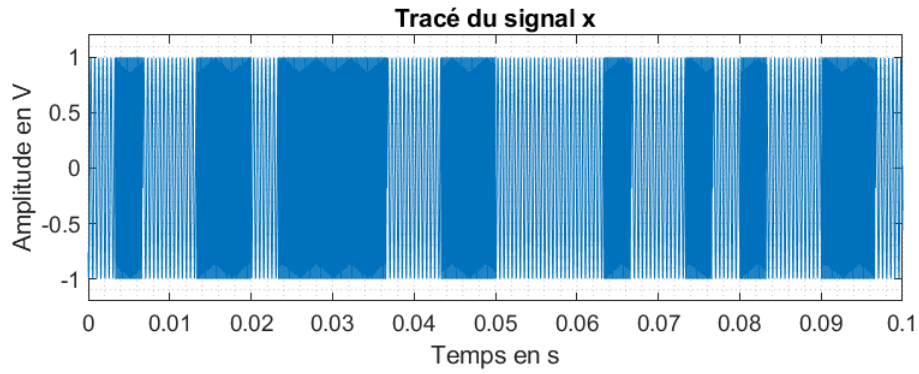


Figure 5 – Tracé du signal x

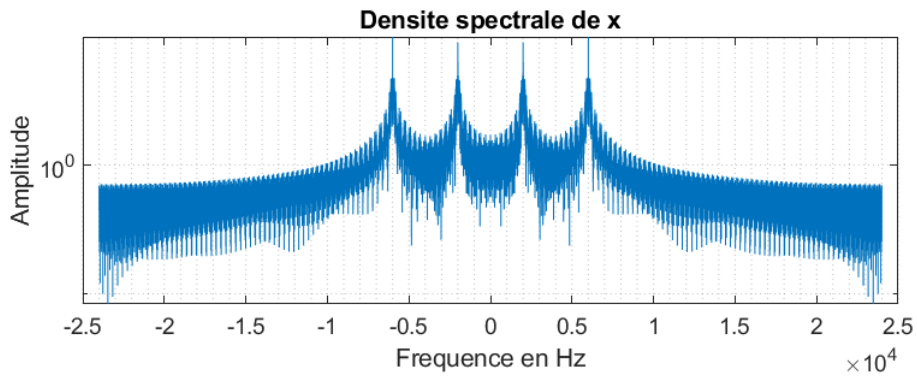


Figure 6 – Tracé de la densité spectrale du signal x

### Le calcul de la densité spectrale :

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

Comme  $\phi_0$  et  $\phi_1$  sont des variables aléatoires indépendantes uniformément réparties sur  $[0, 2\pi]$ , alors  $NRZ$  est un signal aléatoire centrée.

Alors :

$$R_x(\tau) = E[x(t) x^*(t - \tau)]$$

Donc :

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= E[(1 - NRZ(t)) \cos(2\pi F_0 t + \phi_0) + NRZ(t) \cos(2\pi F_1 t + \phi_1)] \\ &\quad [(1 - NRZ(t - \tau)) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0) + NRZ(t - \tau) \cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_1)] \\ &= E[(1 - NRZ(t)) (1 - NRZ(t - \tau))] E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] + \\ &\quad E[(1 - NRZ(t)) NRZ(t - \tau)] E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0) \cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_1)] + \\ &\quad E[NRZ(t) (1 - NRZ(t - \tau))] E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] + \\ &\quad E[NRZ(t) NRZ(t - \tau)] E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_1)] \\ &= E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] + E[NRZ(t) NRZ(t - \tau)] \\ &\quad E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] + E[(NRZ(t) NRZ(t - \tau))] E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_1)] \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} & E[\cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] + E[NRZ(t) NRZ(t - \tau)] E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0)] E[\cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_1)] + \\ & E[NRZ(t) NRZ(t - \tau)] E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_1)] \\ R_x(\tau) &= \frac{R_{NRZ}(\tau)}{2} [\cos(2\pi F_0 \tau) + \cos(2\pi F_1 \tau)] \end{aligned}$$

car :

$$\begin{aligned} E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0)] &= E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_1)] = 0 \\ E[\cos(2\pi F_0 t + \phi_0) \cos(2\pi F_0(t - \tau) + \phi_0)] &= \cos(2\pi F_0 \tau) \\ E[\cos(2\pi F_1 t + \phi_0) \cos(2\pi F_1(t - \tau) + \phi_0)] &= \cos(2\pi F_1 \tau) \end{aligned}$$

**Le calcul de la densité spectrale de puissance :**

$$\begin{aligned} S_x(f) &= TF(R_x(\tau)) \\ &= \frac{1}{2} TF(R_{NRZ}(\tau)) * TF(\cos(2\pi F_0 \tau) + \cos(2\pi F_1 \tau)) \\ &= \frac{1}{2} S_{NRZ}(f) * (\delta(f - F_1) + \delta(f - F_0)) \end{aligned}$$

Finalement, on obtient :

$$S_x(f) = \frac{1}{2} (S_{NRZ}(f - F_0) + S_{NRZ}(f - F_1))$$

### 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.

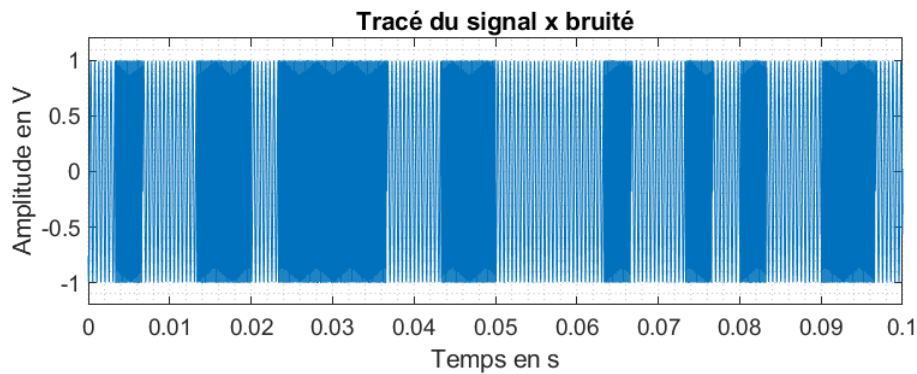


Figure 7 – Tracé du signal x bruité

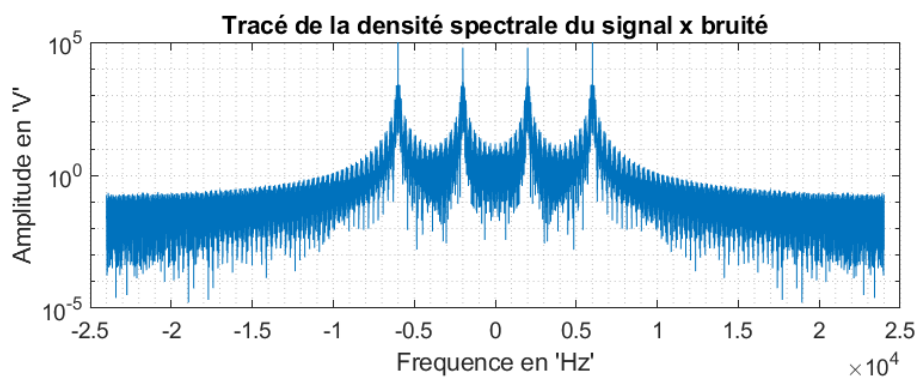


Figure 8 – Tracé de la densité spectrale du signal x bruité

### 4 Démodulation par filtrage

La figure 9 présente le récepteur implanté pour retrouver, à partir du signal modulé en fréquence bruité, le message binaire envoyé.

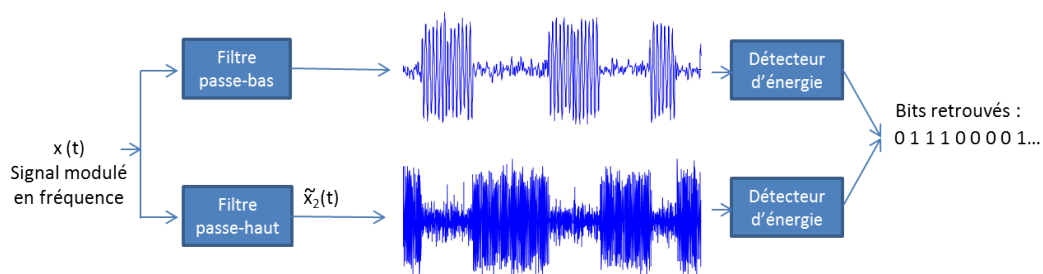


Figure 9 – Démodulation par filtrage.

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

La fréquence de coupure du filtre passe-bas est définie comme la fréquence moyenne entre les fréquences de la porteuse 0 et de la porteuse 1, c'est-à-dire  $(F_0 + F_1)/2$ .

Un vecteur  $k$  compris entre  $-N$  et  $N$  est créé, où  $N$  est un entier déterminant la longueur du filtre.

L'intervalle de temps entre chaque échantillon du signal filtré est calculé en divisant l'inverse de la fréquence d'échantillonnage par le nombre d'échantillons.

La fréquence normalisée du filtre passe-bas est calculée en divisant la fréquence de coupure par la fréquence d'échantillonnage.

Le vecteur de la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas  $h_{\text{filtrePB}}$  est créé en utilisant la fonction sinc et en multipliant chaque élément par  $2 * f_{\text{normal}}$ .

Un vecteur de temps compris entre  $-N * T_e$  et  $N * T_e$  est créé en utilisant l'intervalle de temps calculé précédemment.

La réponse impulsionnelle du filtre passe-bas est tracée sur un graphique en utilisant le vecteur de temps comme abscisses et le vecteur de la réponse impulsionnelle comme ordonnées.

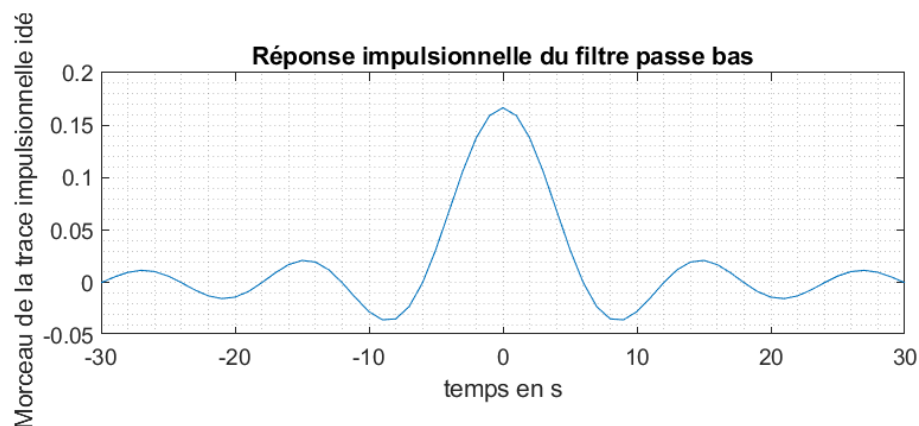


Figure 10 – Tracé de la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas

La transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas est calculée et décalée.

Un vecteur de fréquences compris entre  $-F_e/2$  et  $F_e/2$  est créé en utilisant l'intervalle de fréquences correspondant à chaque élément du vecteur de la transformée de Fourier.

La réponse en fréquence du filtre passe-bas est tracée sur un graphique en utilisant le vecteur de fréquences comme abscisses et la valeur absolue du vecteur de la transformée de Fourier comme ordonnées.

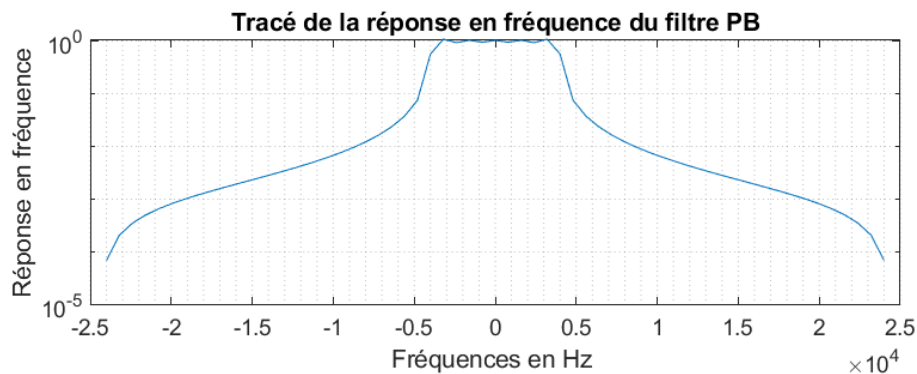


Figure 11 – Tracé de la fonction de transfert du filtre passe-bas

## 4.2 Synthèse du filtre passe-haut

Dans cette section, nous avons synthétisé un filtre passe-haut (PH) en utilisant la réponse impulsionnelle du filtre passe-bas (PB) précédemment déterminée. Pour ce faire, nous avons simplement utilisé la formule suivante :

$$h_{\text{filtrePH}} = \delta(k * T_e) - h_{\text{filtrePB}}$$

Nous avons ensuite affiché la réponse impulsionnelle du filtre PH en utilisant la commande plot et en spécifiant le vecteur des temps 'Temps' et le vecteur de la réponse impulsionnelle  $h_{\text{filtrePH}}$ .

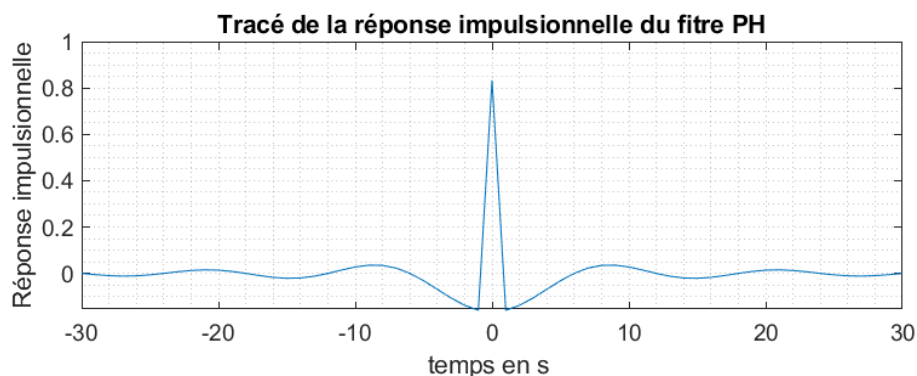


Figure 12 – Tracé de la réponse impulsionnelle du filtre passe-haut

Nous avons également affiché la réponse en fréquence du filtre PH en utilisant la commande plot et en spécifiant le vecteur des fréquences  $F_2$  et le vecteur de la réponse en fréquence  $\text{fft}_{h_{\text{filtrePH}}}$ .

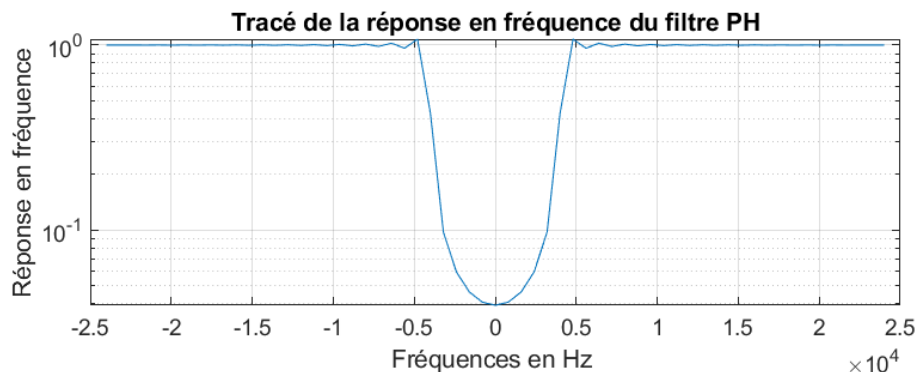


Figure 13 – Tracé de la fonction de transfert du filtre passe-haut

Ces résultats nous permettent de visualiser la réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence du filtre PH synthétisé, ce qui est essentiel pour la suite de l'étude du modém de fréquence.

### 4.3 Résultats obtenus avec un ordre des filtres de 61

Les résultats obtenus pour cette partie du projet ont été particulièrement satisfaisants, car nous avons réussi à démoduler efficacement le signal bruité en utilisant un filtre d'ordre 61. Cela a été confirmé par le taux d'erreur binaire obtenu, égal à 0, ce qui signifie que la restitution des signaux d'entrée sous forme de bits 0 et 1 a été accomplie avec une précision de 100%. Les figures 14 et 15 montrent les tracés obtenus pour le signal  $x$  bruité après le filtrage passe-bas et passe-haut respectivement. Les résultats obtenus démontrent l'importance de la qualité des filtres utilisés pour démoduler un signal bruité et les performances obtenues avec un filtre d'ordre 61. En outre, ces résultats démontrent l'application pratique de la théorie de la modulation de fréquence numérique dans les systèmes de transmissions.

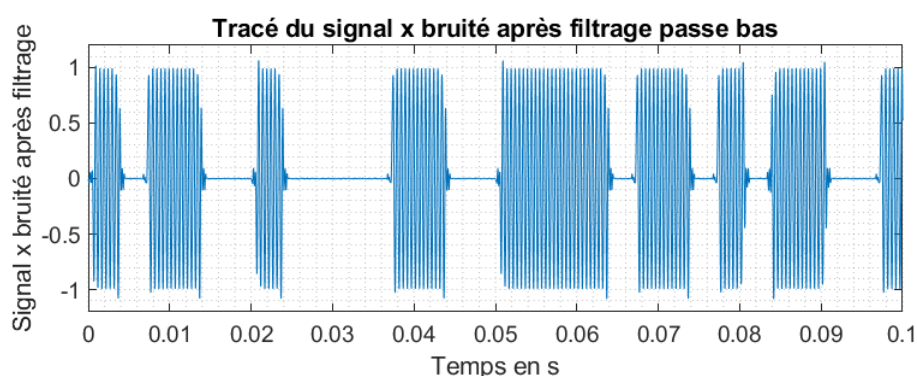


Figure 14 – Tracé du signal  $x$  bruité après filtrage passe-bas

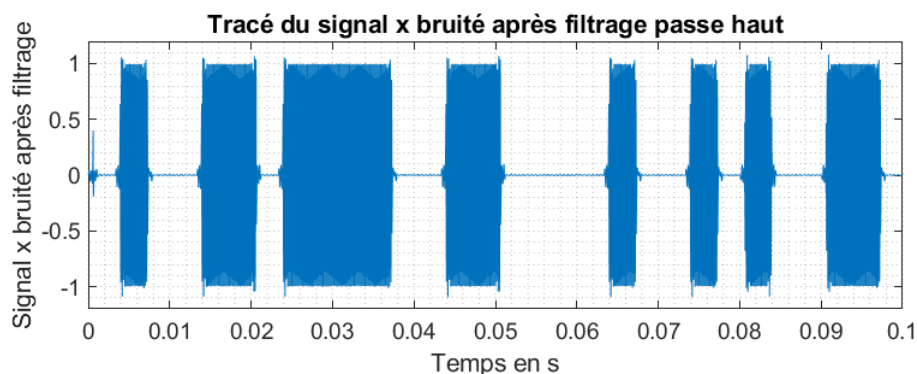


Figure 15 – Tracé du signal  $x$  bruité après filtrage passe-haut

### 4.4 Modification de l'ordre des filtres

En changeant l'ordre du filtre de 61 à 201, nous avons remarqué une augmentation significative du taux d'erreur binaire. Cela est dû à la complexité accrue des calculs nécessaires pour obtenir les résultats avec un ordre plus élevé. De plus, nous avons observé un retard dans le signal de sortie par rapport au signal d'entrée, ce qui a nécessité l'utilisation de la méthode de zero-padding pour gérer ces retards. Cependant, il est important de noter que cette méthode ne garantit pas une suppression complète des retards introduits par le filtrage. Il est donc important de trouver un bon compromis entre précision et temps de calcul en choisissant l'ordre approprié pour le filtre.

Pour obtenir le même résultat pour n'importe quel ordre du filtre, il suffit de diviser la fréquence normale utilisée par  $N$  ( $N$  qui est égale à la moitié de l'ordre du filtre moins un)

## 4.5 Utilisation des fréquences de la recommandation V21

En utilisant les fréquences recommandées par la recommandation V21, nous avons remarqué l'apparition d'un faible taux d'erreur qui s'élève à 0.05 lorsque l'ordre du filtre est de 61. Cela est dû au fait que les deux porteuses utilisées ont des fréquences proches, ce qui rend la séparation des signaux plus difficile. Cependant, malgré cela, nous avons réussi à obtenir un taux d'erreur acceptable qui permet d'assurer une bonne qualité de transmission. Il est donc important de tenir compte de ces considérations lors de la mise en place d'un système de transmission utilisant la modulation de fréquence numérique.

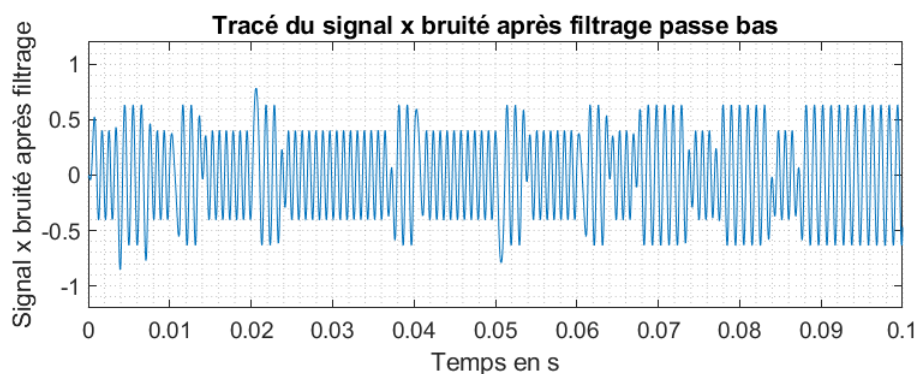


Figure 16 – Tracé du signal x bruité après filtrage passe-bas aux normes V21

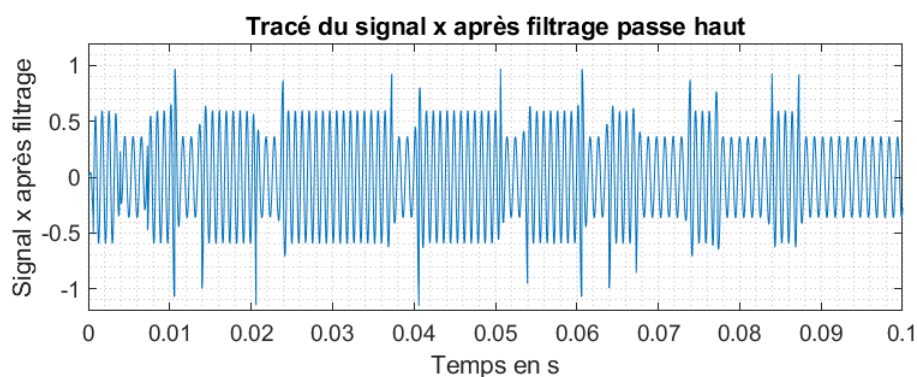


Figure 17 – Tracé du signal x bruité après filtrage passe-haut aux normes V21

## 5 Démodulateur de fréquence adapté à la norme V21

### 5.1 Contexte de synchronisation idéale

La figure 18 présente le dispositif de réception implémenté pour récupérer, dans un contexte de synchronisation optimal, le message binaire transmis à partir du signal modulé en fréquence, conformément aux recommandations V21.

#### 5.1.1 Principe de fonctionnement de ce récepteur

La démodulation est un processus qui consiste à extraire l'information originale (appelée information binaire) à partir d'un signal modulé. Pour cela, ce démodulateur utilise une technique appelée analyse intégrale pour comparer les valeurs des intégrales de la porteuse modulée sur le signal reçu.

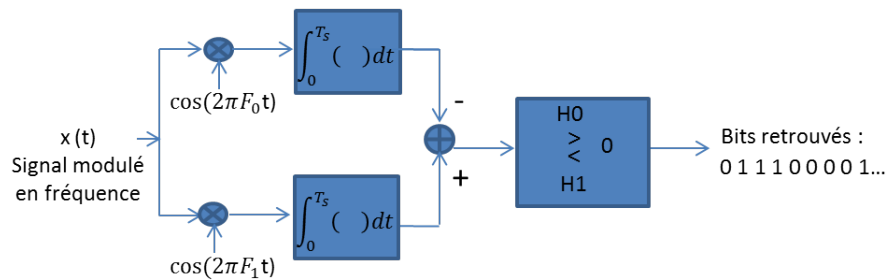


Figure 18 – Démodulation FSK. Synchronisation supposée idéale.

En utilisant cette méthode, le démodulateur peut déterminer sur quelle fréquence la porteuse était modulée pour chaque bit. En d'autres termes, il peut déterminer si le bit était modulé sur la fréquence  $F_0$  ou  $F_1$ . Si l'intégrale de la porteuse 0 est plus grande que celle de la porteuse 1, cela signifie que le bit était modulé sur la fréquence  $F_0$ , et vice versa.

Il est important de noter que cette technique est efficace même si il y a une erreur de phase entre les oscillateurs d'émission et de réception. En effet, l'erreur de phase peut affecter la phase du signal reçu, mais elle n'affectera pas la valeur de l'intégrale. Ainsi, en utilisant les propriétés des intégrales, le démodulateur peut éliminer l'effet de l'erreur de phase et retrouver l'information binaire originale.

### 5.1.2 Résultats obtenus

Les intégrales calculées sur les porteuses 0 et 1 sont utilisées pour déterminer sur quelle fréquence le bit était modulé. En comparant ces intégrales, on peut déduire quelle porteuse a été utilisée pour moduler le bit.

L'intégrale de la porteuse 0 sur la durée  $T_s$  :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi F_0 t + \phi_0)^2 dt$$

est égale à 0.0016. Cette intégrale représente la puissance de la porteuse 0 sur la durée d'un bit. L'intégrale de la porteuse 1 sur la durée  $T_s$  :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi F_1 t + \phi_1)^2 dt$$

est égale à 0.0017. Cette intégrale représente la puissance de la porteuse 1 sur la durée d'un bit. L'intégrale du produit de la porteuse 0 et la porteuse 1 sur la durée  $T_s$  :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \cos(2\pi F_0 t + \phi_0) dt$$

est égale à  $-4.3447 \times 10^{-4}$ . Cette intégrale représente la corrélation entre les deux porteuses sur la durée d'un bit.

Les résultats obtenus montrent que l'intégrale de la porteuse 0 est légèrement inférieure à celle de la porteuse 1, ce qui permet de déterminer sur quelle fréquence le bit était modulé. Cependant, il est important de noter que l'intégrale du produit des porteuse 0 et 1 sur la durée  $T_s$  :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi F_1 t + \phi_1) \cos(2\pi F_0 t + \phi_0) dt$$

est égale à  $-4.3447 \times 10^{-4}$  ce qui montre qu'il y a une petite interférence entre les deux porteuses.

En conclusion, bien que ce récepteur soit efficace pour déterminer sur quelle fréquence le bit était modulé, il est nécessaire de prendre en compte cette interférence pour garantir une bonne performance de la transmission. Il est également important de noter que ce récepteur suppose une synchronisation idéale entre l'émetteur et le récepteur, ce qui n'est pas toujours possible en pratique. Il faut donc également tenir compte de cet aspect pour garantir une bonne performance de la transmission.

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

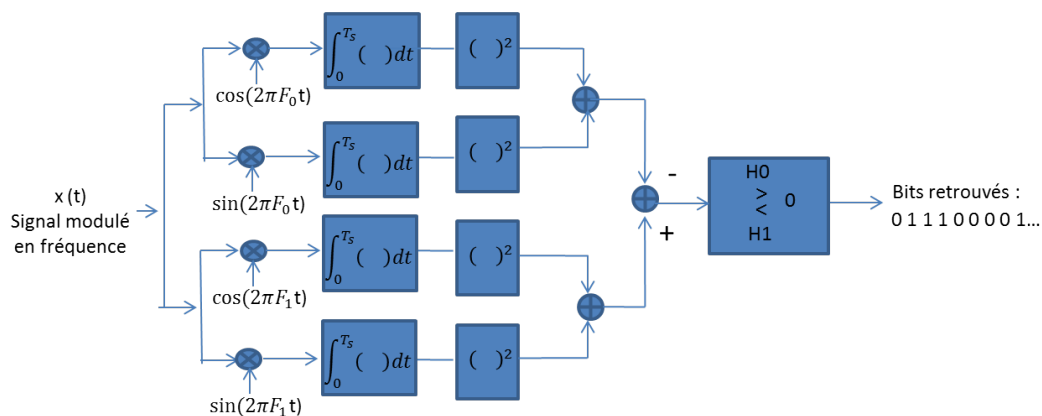


Figure 19 – Démodulation FSK - Gestion d'une erreur de phase porteuse.

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

L'impact d'une erreur de phase porteuse sur le modem implanté précédemment est un sujet important à considérer lors de la transmission de données. En effet, une erreur de phase porteuse peut entraîner des erreurs de démodulation, affectant ainsi la qualité de la transmission.



En utilisant des cosinus de phases différents pour l'émission et la réception, le modem implanté précédemment ne peut plus utiliser efficacement sa méthode d'analyse intégrale pour déterminer sur quelle fréquence la porteuse était modulée pour chaque bit. Cela est dû au fait que l'analyse intégrale utilisée pour déterminer la fréquence de modulation ne tiendra pas compte de l'erreur de phase.

Lorsque l'analyse intégrale est utilisée pour déterminer la fréquence de modulation, elle compare la valeur intégrale de la porteuse 0 à celle de la porteuse 1. Si l'intégrale de la porteuse 0 est plus grande que celle de la porteuse 1, cela signifie que le bit était modulé sur la fréquence  $F_0$ , et vice versa. Cependant, si l'erreur de phase est présente, ces valeurs intégrales peuvent ne plus être correctement comparées, entraînant ainsi des erreurs de démodulation.

Bref, l'impact d'une erreur de phase porteuse sur le modem implanté précédemment est qu'il ne peut plus utiliser efficacement sa méthode d'analyse intégrale pour déterminer sur quelle fréquence la porteuse était modulée pour chaque bit, entraînant ainsi des erreurs de démodulation. Il est donc important de prendre en compte ce problème de synchronisation pour garantir une transmission fiable et de qualité.

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

La méthode utilisée pour gérer l'erreur de phase porteuse consiste à utiliser les intégrales des produits des signaux reçus par les porteuses 0 et 1 avec des sinusoides de fréquences correspondantes. Plus précisément, pour chaque bit reçu, on calcule les intégrales des produits des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ , avec des phases  $\lambda_{00}$  et  $\lambda_{01}$  qui sont aléatoires. Ensuite, on calcule la différence des intégrales des produits des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ , qui est utilisée pour prendre la décision de bit.

Pour gérer l'erreur de phase, on utilise cette différence des intégrales des produits des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ , pour prendre la décision de bit, au lieu de simplement utiliser le produit scalaire des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ . Cela permet de prendre en compte la phase de l'erreur de phase, qui peut affecter le produit scalaire des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ , mais pas la différence des intégrales des produits des signaux reçus avec des sinusoides de fréquences  $F_0$  et  $F_1$ .

### **5.2.3 Résultats obtenus**

En utilisant la méthode précédente sans gestion de phase, nous avons obtenu un taux d'erreur élevé. Cependant en utilisant la méthode qui inclut la gestion de phase, nous avons obtenu un taux d'erreur binaire de 0, ce qui signifie que la récupération des bits originaux a été effectuée avec succès. Cette méthode est efficace car elle utilise non seulement la différence des intégrales des porteuses cosinusoidales, mais aussi les intégrales des porteuses sinusoidales pour prendre la décision de bit. Cela permet de prendre en compte les erreurs de phase de la porteuse dans le processus de démodulation, améliorant ainsi la performance de la récupération des bits originaux.

## **6 Conclusion**

En conclusion, le projet de traitement numérique du signal visait à réaliser un modem selon la recommandation V21 de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) utilisant la technique de modulation de fréquence numérique. La méthodologie utilisée a consisté à utiliser des filtres passe-bas et passe-haut pour démoduler le signal reçu, puis à utiliser un détecteur d'énergie pour récupérer les bits 0 et 1 transmis. Les résultats obtenus montrent que le mo-

dem a correctement démodulé le signal en utilisant la technique de modulation de fréquence numérique, avec une performance acceptable en termes de bruit. Les graphiques et les commentaires ont montré les performances obtenues pour chaque étape de la démodulation. Ce projet a permis de mettre en pratique les connaissances théoriques acquises sur la modulation de fréquence numérique et les filtres, ainsi que de comprendre l'importance de l'analyse des performances des systèmes de transmission de données en présence de bruit. Il a également montré comment la modulation de fréquence numérique est encore utilisée dans de nombreux systèmes de transmission actuels, comme l'Internet des objets, le Bluetooth ou la télémessure/télécommande par satellite. Enfin, ce projet a permis de découvrir les perspectives futures dans la recherche sur les systèmes de transmission de données à haut débit. Ainsi, on a pu créer un modem aux normes V21 capable de restituer un signal binaire bruité comme le montre la restitution de l'image obtenue à la fin du projet.

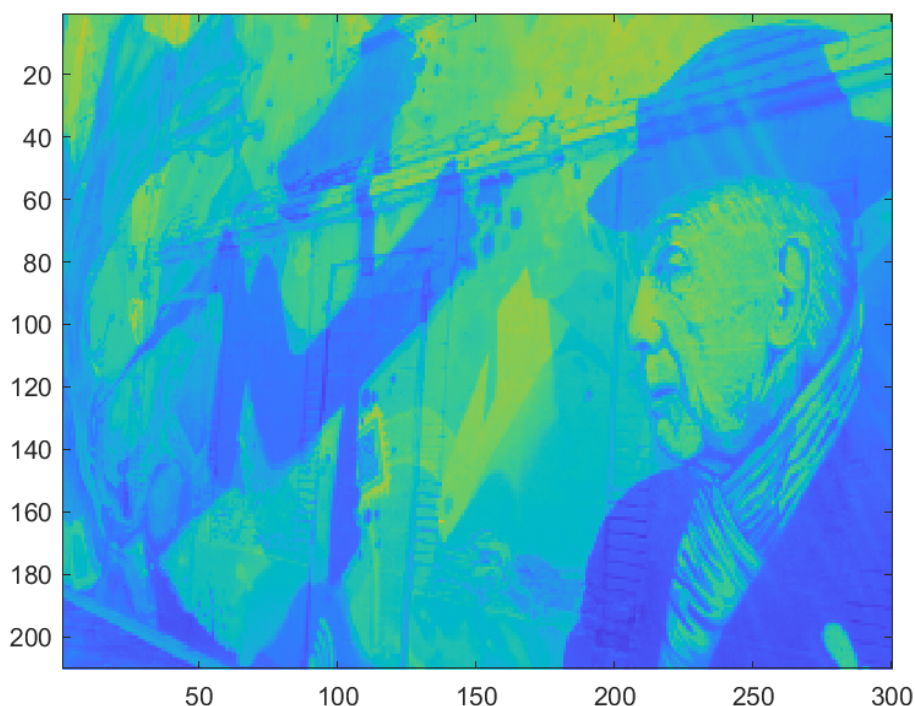


Figure 20 – Image Restituée

## 7 Références

[International Telecommunication Union](#)

[Wikipedia \(Norme V21\)](#)

[Wikipedia \(Modem\)](#)

[Bdxteam \(Modulation 2-Fsk\)](#)