



Rapport De Projet de Télécommunication Étude des Transmissions en Bande de Base (Partie 1)

Nouha Lahyen et Benjamin Schlögel

Département Sciences du Numérique - Première année
2022-2023

Table des matières

1	Introduction	3
2	Étude de modulateurs bande de base	4
2.1	Modulateur 1	4
2.2	Modulateur 2	7
2.3	Modulateur 3	9
2.4	Comparaison des modulateurs	10
3	Étude des interférences entre symbole et du critère de Nyquist	12
3.1	Étude sans canal de propagation	12
3.1.1	Le tracé du signal en sortie du filtre de réception	12
3.1.2	La réponse impulsionnelle globale de la chaîne de transmission	14
3.1.3	Détermination des temps optimaux d'échantillonnages d'après le tracé de $g(t)$	15
3.1.4	Diagramme de l'œil	15
3.1.5	Détermination des temps optimaux d'échantillonnages d'après le diagramme de l'œil	16
3.2	Étude avec canal de propagation sans bruit	17
3.2.1	Avec $BW = 8000Hz$	17
3.2.2	Avec $BW = 1000Hz$	19
4	Étude de l'impact du bruit et du filtrage adapté, notion d'efficacité en puissance	23
4.1	Étude de chaque chaîne de transmission	24
4.1.1	Sans bruit	24
4.1.2	Avec bruit	26
4.2	Comparaison des chaînes de transmission implantées	30
4.2.1	30
4.2.2	30
4.2.3	31
4.2.4	31
5	Conclusion	32
6	Remerciements	32

1 Introduction

L'objectif de ce projet est de comprendre et de réaliser la transmission en bande de base. Par la suite, nous pourrions en évaluer son efficacité spectrale, c'est-à-dire le rapport du débit binaire sur la bande de fréquence utilisée, et son efficacité en puissance, soit obtenir la SNR nécessaire pour obtenir le taux d'erreur binaire souhaité. Nous allons aussi identifier les facteurs sur lesquels nous pouvons jouer pour influencer les deux efficacités citées précédemment, pour le minimiser. Puis, nous comparerons différentes chaînes de transmissions pour visualiser l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance.

2 Étude de modulateurs bande de base

L'objectif de cette partie est d'implanter différents modulateurs en bande de base pour étudier l'influence des paramètres sur leur efficacité spectrale. Pour cela, nous allons implanter trois différents modulateurs qui ont les caractéristiques suivantes :

2.1 Modulateur 1

Nous procédons à un mapping à symboles binaires à moyenne nulle avec un filtre de mise en forme rectangulaire de hauteur 1 et de durée égale à T_s .

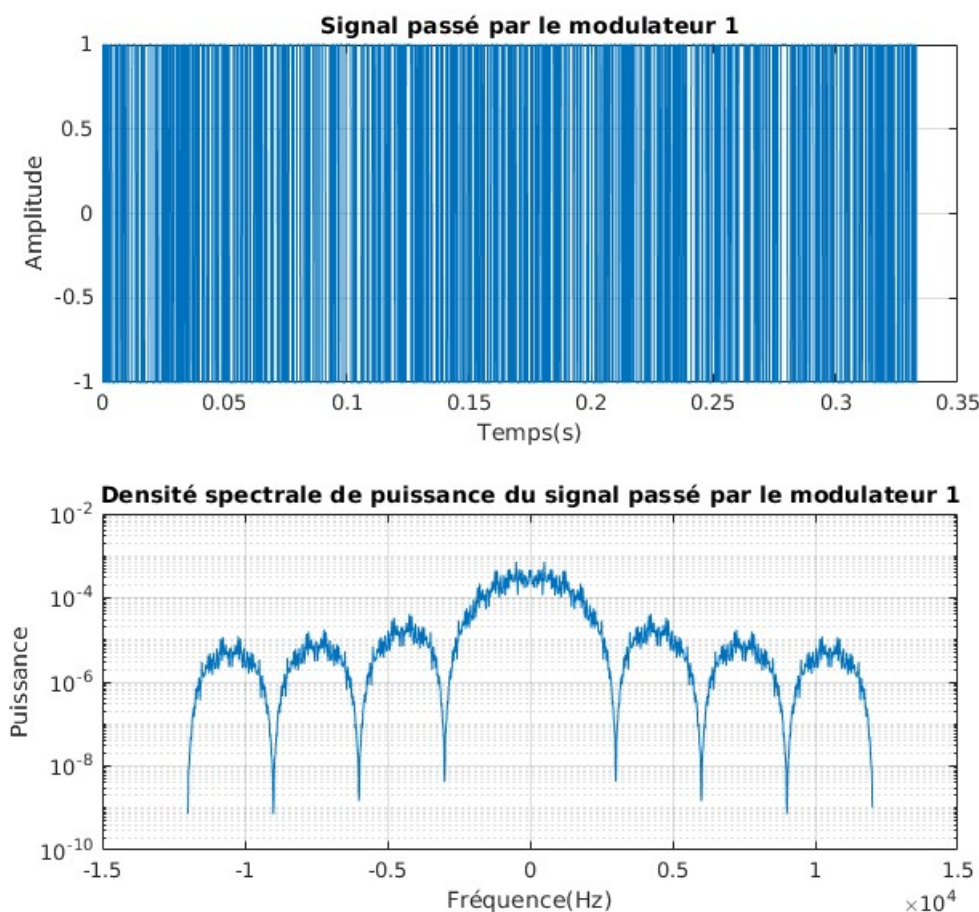


FIGURE 1 – Tracé du signal du modulateur 1 avec sa DSP

De plus, nous pouvons calculer la densité spectrale de puissance théorique du modulateur 1, elle a pour expression :

Calcul de la DSP théorique

Les symboles binaires a_k de notre signal transmis sont indépendants et à moyenne nulle. D'après le cours nous avons l'expression suivante :

$$S_{x_{th}}(f) = \frac{\sigma_x^2}{T_s} |H(f)|^2$$

or nous avons :

$$\begin{aligned} H(f) &= TF(h(t)) \\ &= TF\left(\prod_{t=1}^{\infty} \left(t + \frac{T_s}{2}\right)\right) \\ &= T_s \times \text{sinc}(\pi f T_s) \times e^{-\theta \pi f k T_s} \end{aligned}$$

La densité spectral de puissance théorique du modulateur à pour expression :

$$S_{x_{th}}(f) = \sigma_x^2 \times T_s \times \text{sinc}^2(\pi f T_s)$$

Ainsi, en superposant les DSP expérimentale et théorique trouvées, nous avons :

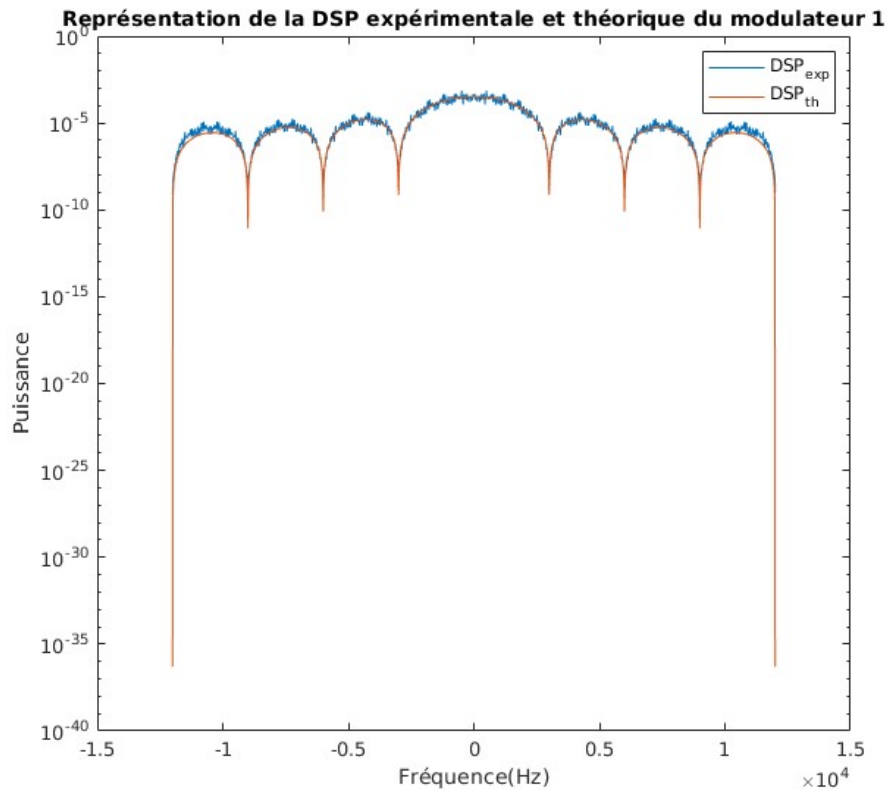


FIGURE 2 – DSP expérimentale et théorique du modulateur 1

Nous pouvons constater que les deux courbes sont très proches, ce qui valide notre densité spectrale de puissance théorique.

2.2 Modulateur 2

Nous procédons à un mapping à symboles 4-aires à moyenne nulle avec un filtre de mise en forme rectangulaire de hauteur 1 et de durée égale à T_s

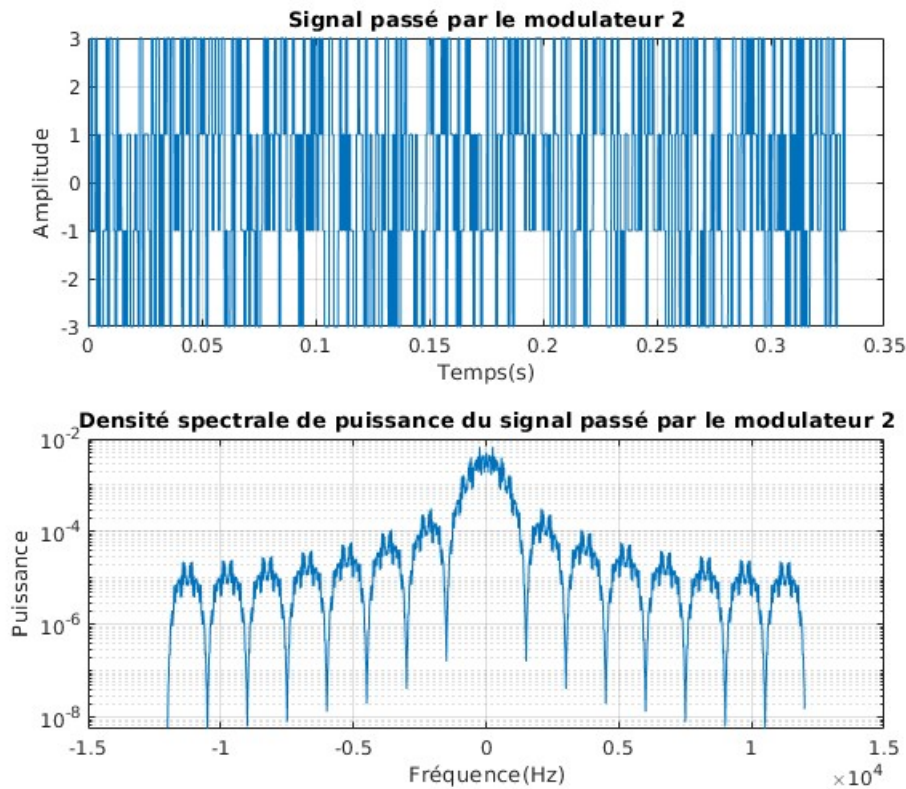


FIGURE 3 – Tracé du signal du modulateur 2 avec sa DSP

De plus, nous pouvons calculer la densité spectrale de puissance théorique du modulateur 2.

Calcul de la DSP théorique

En procédant de la même manière que précédemment, nous obtenons l'expression :

$$S_{x_{th}}(f) = \sigma_x^2 T_s \text{sinc}^2(\pi f T_s) \cos^2(\pi f T_s)$$

Ainsi, en superposant les DSP expérimentale et théorique trouvées, nous avons :

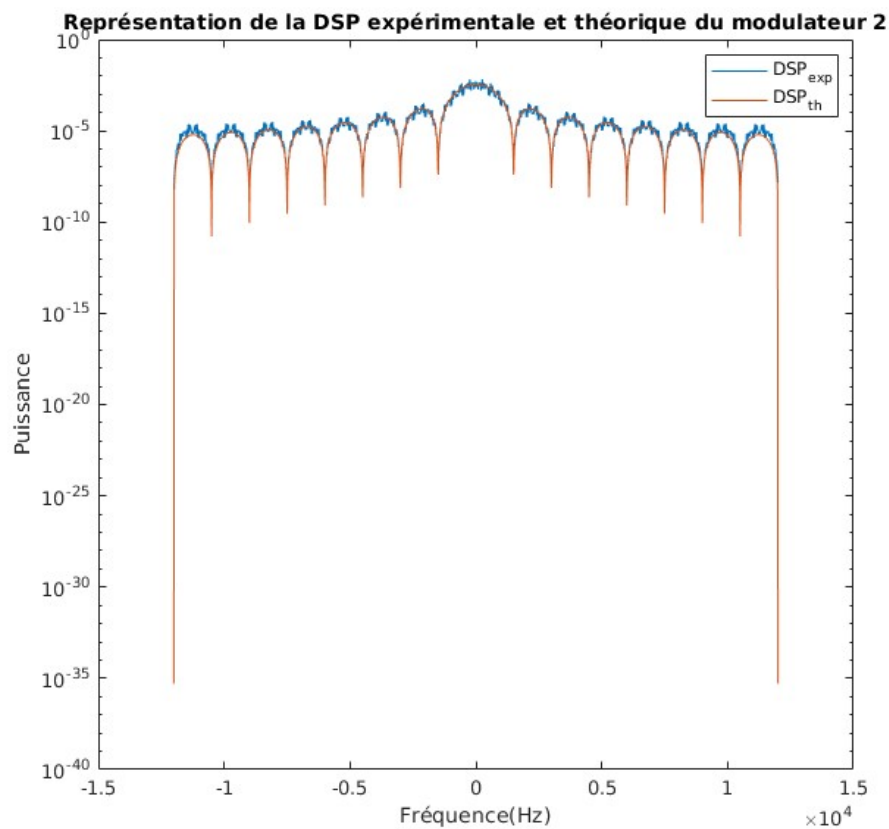


FIGURE 4 – DSP expérimentale et théorique du modulateur 2

Nous pouvons constater que les deux courbes sont très proches, ce qui valide notre densité spectrale de puissance théorique.

2.3 Modulateur 3

Nous procédons à un mapping à symboles binaires à moyenne nulle avec un filtre de mise en forme de racine de cosinus surélevé de roll-off α .

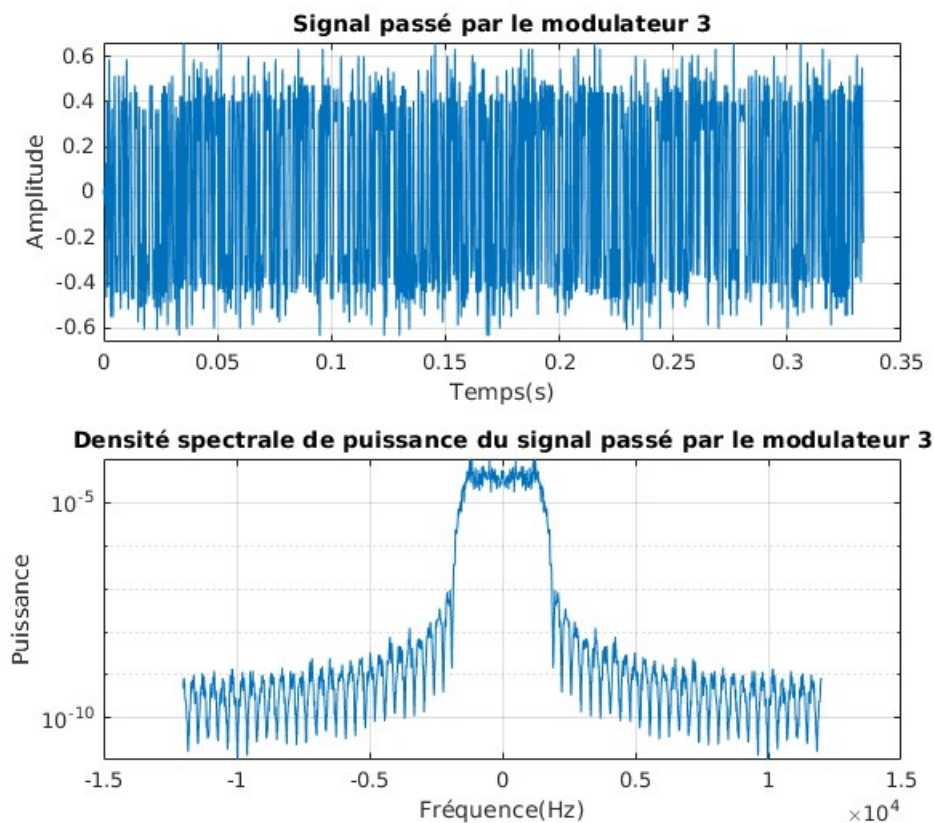


FIGURE 5 – Tracé du signal du modulateur 3 avec sa DSP

De plus, la densité spectrale de puissance théorique du modulateur 3 est donné par l'expression suivante :

Expression théorique de la DSP

$$S_{x_{th}}(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_s} \begin{cases} T_s & \text{si } |f| < \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi T_s}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right) \right) & \text{si } \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Ainsi, nous pouvons observer les deux DSP du modulateur :

Remarque : plus le roll off est faible et proche de 0 plus, on obtient une représentation des DSP plus proche d'un rectangle : le roll off joue sur l'inclinaison des deux bords du rectangle.

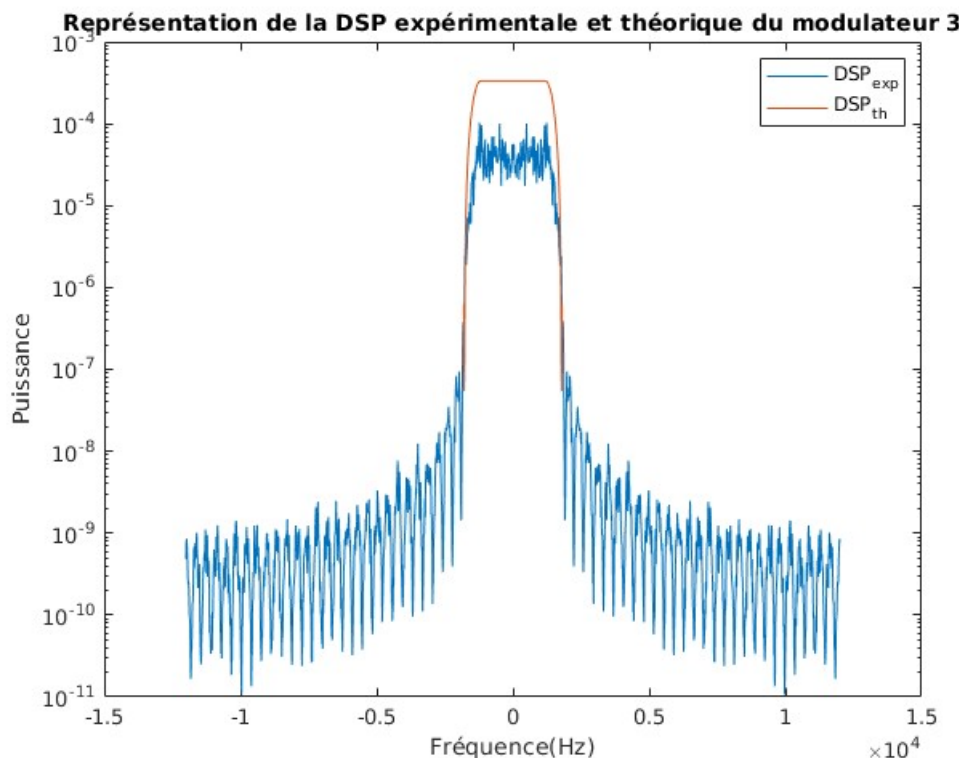


FIGURE 6 – Représentation des DSP théorique et expérimentale du modulateur 3

2.4 Comparaison des modulateurs

Maintenant, comparons les densités spectrales de puissances expérimentales de nos modulateurs. Pour un même débit binaire, nous avons :

On peut voir que le modulateur 1 associé à la DSP1 requiert une bande de $[-0.3Hz, 0.3Hz]$ pour atteindre son maximum de puissance. Pour la DSP2 (associée au modulateur 2), il suffit d'avoir une bande de $[-0.15Hz, 0.15Hz]$ pour atteindre son maximum de puissance. Et pour la DSP3 (associée au modulateur 3), il suffit d'avoir une bande de $[-0.20Hz, 0.20Hz]$. En termes de largeur de bande, les modulateurs 2 et 3 sont relativement proches. Cependant, en terme d'étalement spectral : le modulateur 2 converge moins rapidement vers une puissance nulle que le modulateur 3.

Les paramètres qui améliorent l'efficacité spectrale sont :

- l'ordre du filtre : Plus l'ordre du mapping est grand, plus le nombre de symboles transmis sur une même bande est grand. Ici, nous remarquons qu'un mapping 4-aire offre une meilleure efficacité spectrale. En effet, d'après la figure 7, le modulateur qui présente la bande la plus fine est le modulateur 2. Cependant, la complexité de la modulation monte aussi et la fiabilité de ma transmission est moins bonne.

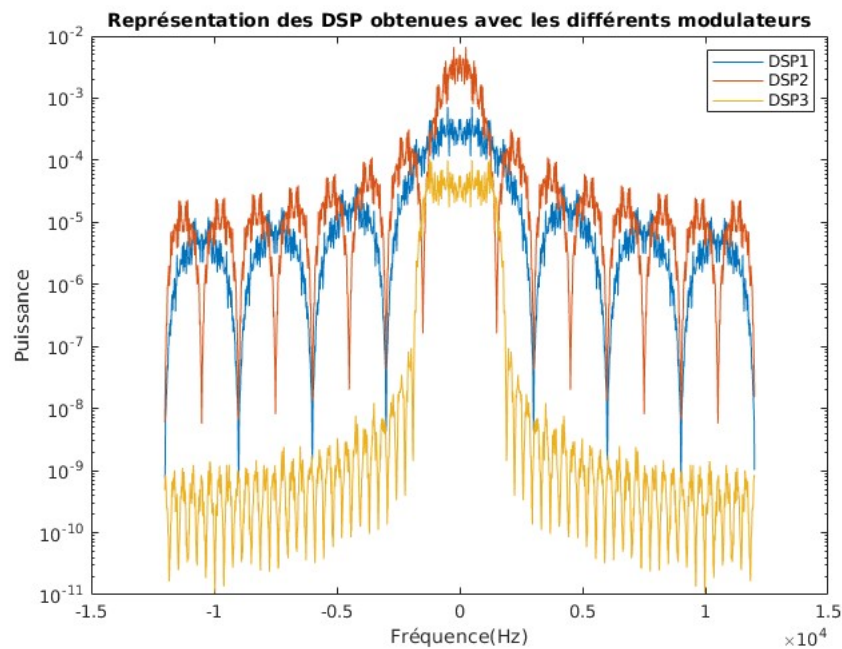


FIGURE 7 – Représentation des DSP de chaque modulateur

- Diminuer la bande de transmission B : En diminuant cette bande-là. En effet, pour le modulateur 3, B vaut $(1+\alpha)/(2 \cdot T_s)$. Ensuite, on a essayé de prendre α petit pour avoir une bande B plus petite afin d'augmenter l'efficacité spectrale.

3 Étude des interférences entre symbole et du critère de Nyquist

L'objectif de cette partie est d'observer les interférences entre symboles lors du passage des signaux dans une chaîne de transmission en bande de base, avec ou sans canal de propagation sans bruit (que nous devons modéliser). Ces interférences auront un impact sur la transmission et nous pourrions constater cela avec le critère de Nyquist. Nous partons donc sur un mapping binaire à moyenne nulle, avec un filtre de mise en forme identique au filtre de réception réponses impulsionnelles rectangulaires de durées égales à la durée symbole et de hauteur 1.

3.1 Étude sans canal de propagation

Ici, nous devons effectuer la modélisation d'un modulateur/démodulateur sans canal de propagation, c'est-à-dire sans bruit et sans filtre introduit par le canal.

3.1.1 Le tracé du signal en sortie du filtre de réception

Voici notre signal obtenu en sortie du filtre de réception. Ce signal est donc passé d'abord par le filtre de mise en forme, puis par le filtre de réception.

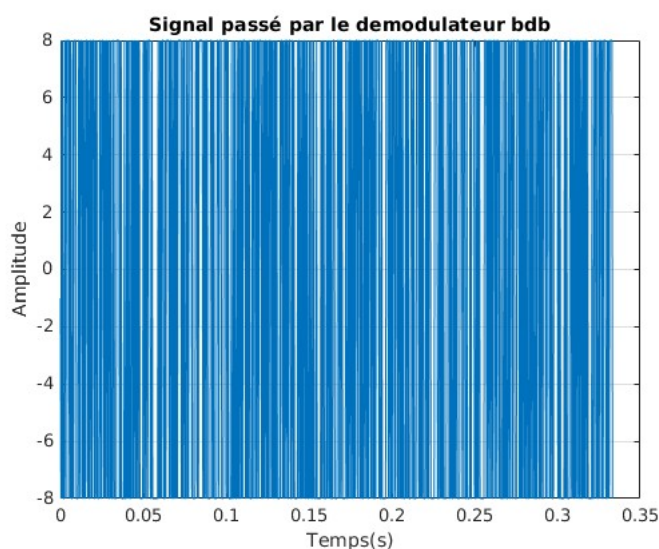


FIGURE 8 – Signale en sortie du filtre de réception (complet)

Tel qu'il est représenté, nous ne pouvons pas voir grand-chose, donc nous observons uniquement le début de notre signal :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

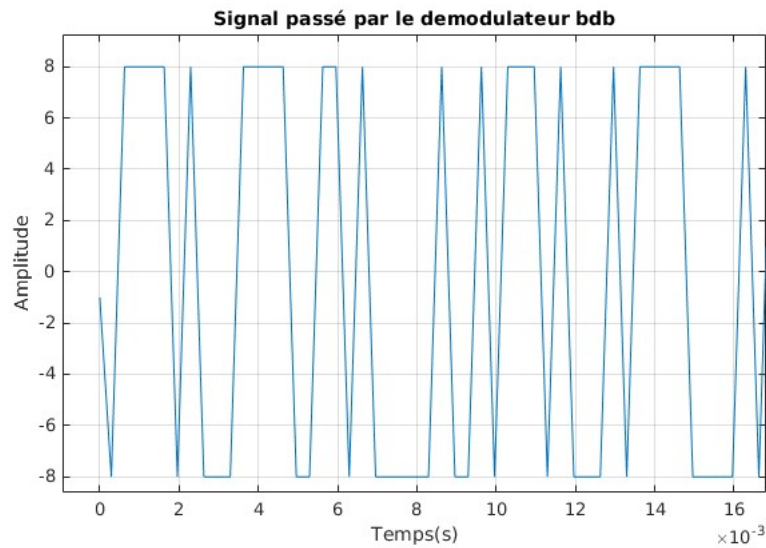


FIGURE 9 – Signale en sortie du filtre de réception (début)

Notre signal a cet aspect qui est dû au mapping choisi et aux filtres choisis. Nous avons un mapping binaire à moyenne nulle : à 0 nous associons la valeur -8 et à 1 la valeur +8. Nos deux filtres sont égaux et sont rectangulaires de hauteur 1. Le produit de convolution de deux filtres rectangulaire donnent un filtre triangulaire. À la sortie du filtre de réception, nous nous retrouvons avec une somme de signal triangulaire. Nous pouvons schématiser cela de cette façon :

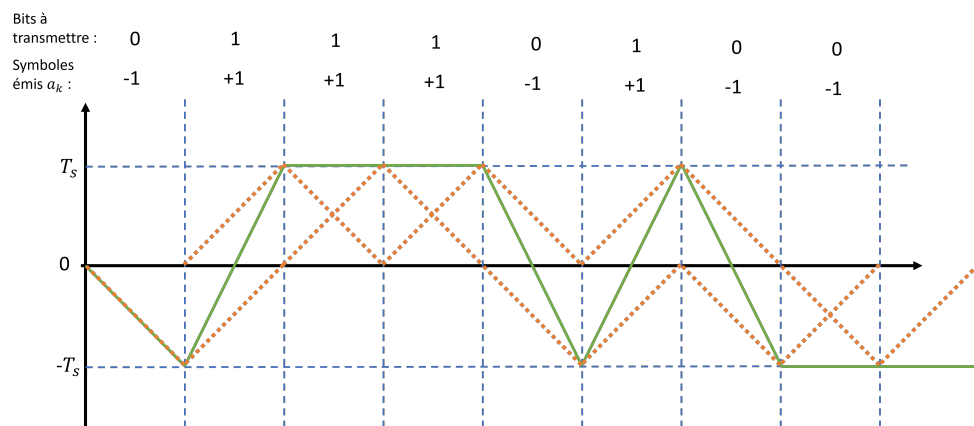


FIGURE 10 – Schéma de la transformation du signal après le passage de $h(t)$

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

Le filtre $h(t)$ est multiplié à chaque symbole de notre signal, ceux qui se superposent se somment et donnent le signal vert sur la figure ci-dessus. Cela s'explique par la convolution des diracs par la réponse impulsionnelle de notre filtre de mise en forme :

$$\sum_k a_k \delta(t - kT_s) * h(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s)$$

3.1.2 La réponse impulsionnelle globale de la chaine de transmission

Ici, nous nous intéressons à la réponse impulsionnelle globale de la chaine de transmissions. Elle a pour expression le produit de convolution des trois filtres de la chaine, i.e. le filtre de mise en forme avec le filtre du canal de propagation et le filtre de réception. Dans notre cas, nous n'avons pas de filtre lié au canal, mais plus particulièrement, il est considéré comme un dirac : $h_c(t) = \delta(t)$ qui est l'application identité pour le produit de convolution. Ainsi, nous nous retrouvons avec l'expression suivante :

$$g(t) = h(t) * h_r(t)$$

avec $h(t)$ le filtre de mise en forme et $h_r(t)$ le filtre de réception. Or comme cité précédemment, ces deux filtres sont identiques et sont rectangulaires, de hauteur 1 et de durée égale à la durée symbole. En utilisant les propriétés des transformées de Fourier, on peut écrire :

On a l'expression de la porte : $\Pi_T(f) = TF(h(t)) = T \text{sinc}(\pi T f)$

$$\begin{aligned} TF(h(t) * h_r(t)) &= \Pi_T(f) \times \Pi_{T_r}(f) \\ &= T \text{sinc}(\pi T f) \times T \text{sinc}(\pi T f) \\ \Leftrightarrow TF^{-1}(TF(h(t) * h_r(t))) &= TF^{-1}(T^2 \text{sinc}^2(\pi T f)) \end{aligned}$$

Avec T la largeur de la porte, nous reconnaissons l'expression d'un triangle :

$$h(t) * h_r(t) = TF^{-1}(T^2 \text{sinc}^2(\pi T f)) = \frac{\Delta_t(t)}{T}$$

Ainsi, nous retrouvons un signal triangulaire, comme l'indique cette figure :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

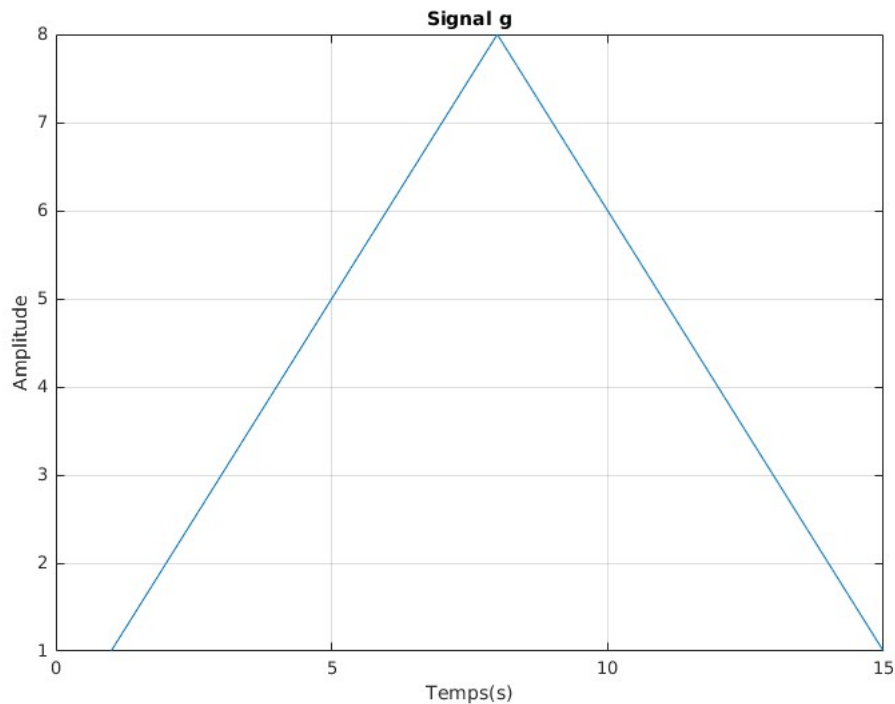


FIGURE 11 – Réponse impulsionnelle globale de la chaîne

3.1.3 Détermination des temps optimaux d'échantillonnages d'après le tracé de $g(t)$

D'après la figure représentant g , on regarde si ce signal respecte de critère de Nyquist. Ce critère dit :

Critère de Nyquist

$$ISI = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} g(t_0) \neq 0 \\ \exists T_s, \forall p \in \mathbb{Z}^*, g(t_0 + pT_s) = 0 \end{cases}$$

Avec ISI : "Inter Symbol Interference", indiquant qu'il n'y a pas d'interférence s'il vaut 0.

Dans notre situation, cela revient à trouver un n_0 pour $n_0 + mN_s$. D'après la figure précédente, en prenant $n_0 = 8$ (le temps où g atteint son maximum) nous respectons le critère de Nyquist.

3.1.4 Diagramme de l'œil

Voici le diagramme de l'œil du signal récupéré en sorti du filtre de réception :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

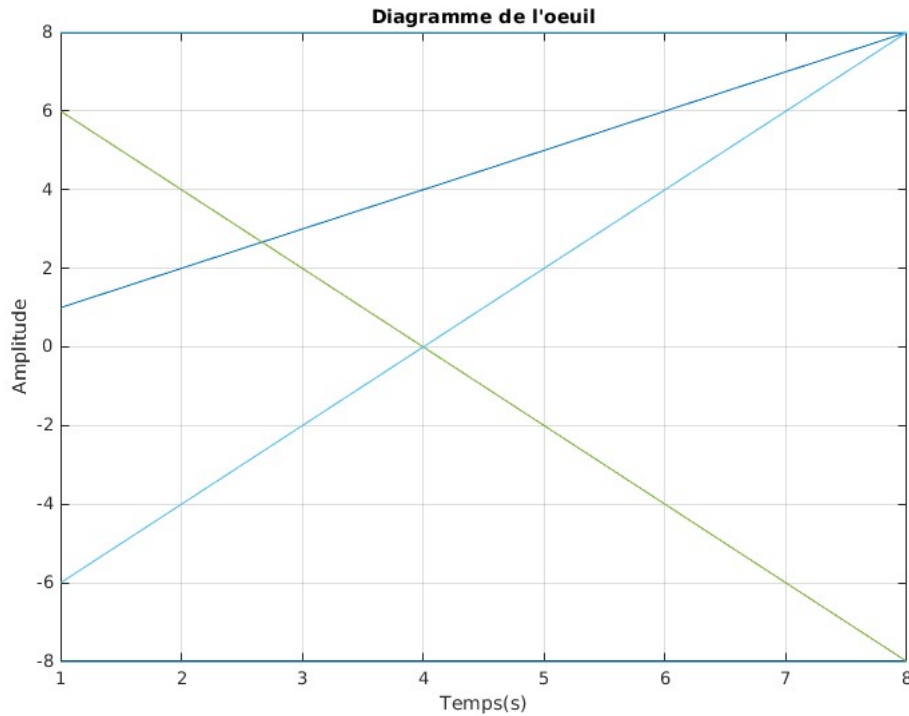


FIGURE 12 – Diagramme de l'œil

3.1.5 Détermination des temps optimaux d'échantillonnages d'après le diagramme de l'œil

Nous pouvons constater que pour $n_0 = 8$ le critère de Nyquist est respecté, car en observant les ordonnées à $t_0 = 8s$ on voit deux points. En effet, voir 2 points sur un diagramme de l'œil à un instant t , veut dire qu'à ce même instant t il y a deux choix possibles. Dans notre cas, si notre symbole > 0 , le symbole proviendra du bit 1. Sinon, il proviendra du bit 0. Ce qui est le résultat attendu, car nous avons un mapping binaire, ainsi pour $n_0 = 8$ le critère de Nyquist est respecté.

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

3.2 Étude avec canal de propagation sans bruit

Cette fois-ci, nous considérons l'existence d'un canal de propagation qui n'ajoute pas de bruit. Cependant, ce canal agit comme un filtre sur le signal transmis, que nous devons modéliser. Ce filtre n'est ni plus ni moins qu'une porte dont nous pouvons choisir la largeur. Dans un premier temps, nous prenons une largeur de porte BW avec comme largeur $8000Hz$, et dans un second temps une largeur de $1000Hz$.

3.2.1 Avec $BW = 8000Hz$

Dans cette situation, notre réponse impulsionnelle globale a pour expression :

$$g(t) = h(t) * h_c(t) * h_r(t)$$

Avec $h_c(t)$ le filtre lié au canal qui est rectangulaire, de hauteur 1 et de largeur $8000Hz$. L'expression de h_c est la suivante :

$$\begin{aligned} h_c(t) &= BW \times \text{sinc}(BW \times \pi \times t) \\ &= 8000 \times \text{sinc}(8000 \times \pi \times t) \end{aligned}$$

Voici le tracé de la réponse impulsionnelle g :

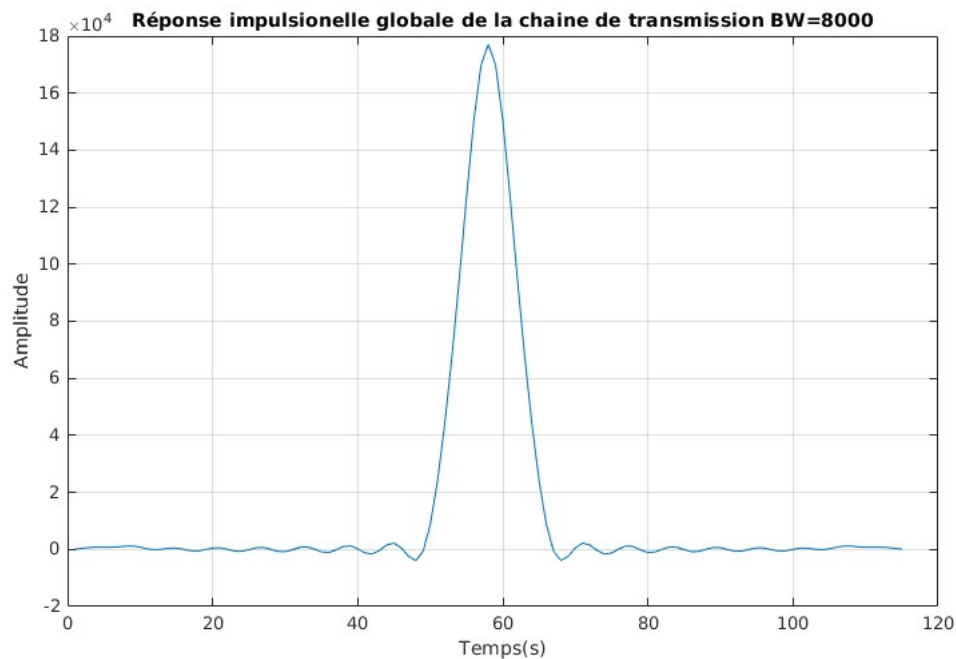


FIGURE 13 – Réponse impulsionnelle globale de la chaine de transmission (g)

Avec cet ajout de filtre dans notre bloc modulateur/démodulateur, nous pouvons tracer le diagramme de l'œil avec le signal en sortie du filtre de réception :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

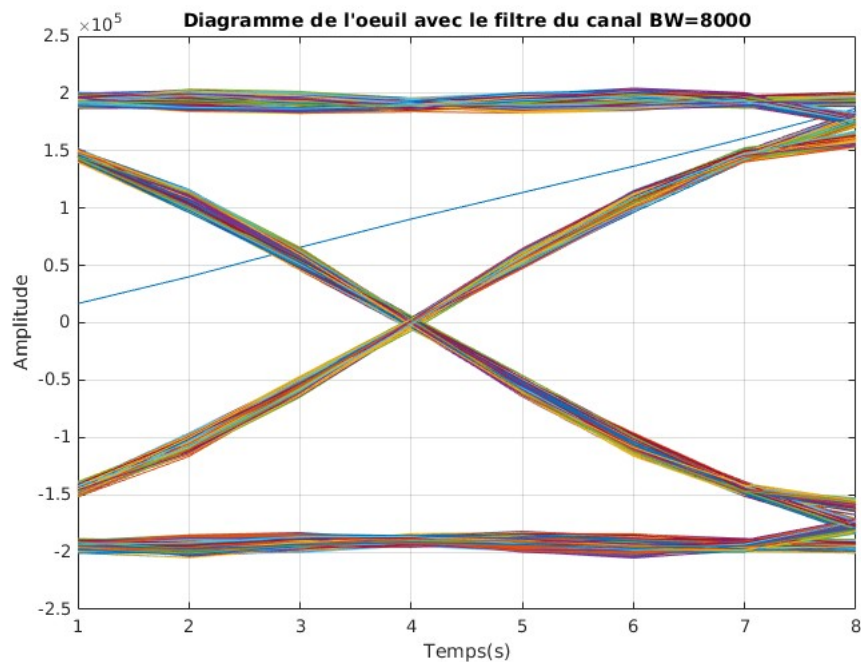


FIGURE 14 – Diagramme de l’œil en sorti du filtre de réception

Nous pouvons constater que le filtre du canal a un impact sur notre signal, nous faisons face à une perte d’information, et cela se voit par l’étalement des possibilités (les traits de chaque couleur) sur le diagramme. Mais cela reste minime, nous pouvons toujours affirmer que le meilleur instant d’échantillonnage est $N_s = 8$, et que le TEB sera aussi minime en conservant les mêmes seuils pour les décisions.

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

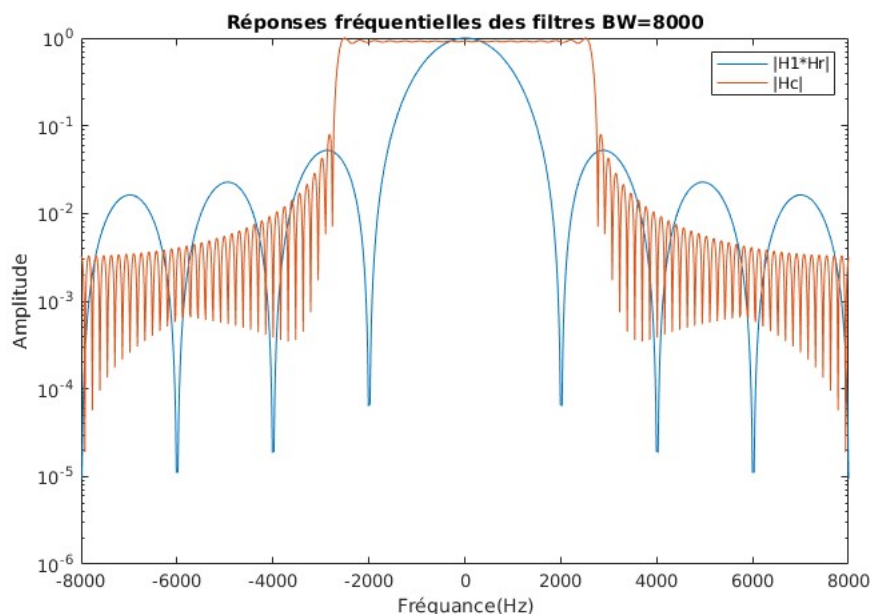


FIGURE 15 – Réponses fréquentielles des filtres $|H(f)H_r(f)|$ et $|H_c(f)|$

D'après la propriété du produit de convolution, ce dernier devient un produit des transformées de Fourier. L'ordre de passage du signal à travers les filtres à peu d'importances, car il n'y a pas des étapes intermédiaires dans la transmission du signal entre les filtres. Et dans cette situation, nous obtenons un TEB nul. Cela s'explique par le fait que $h_c(t)$ agit comme un filtre rectangulaire (comme on peut le voir sur la figure), et donc provoque une atténuation sur $|H(f)H_r(f)|$, or le lobe le plus important de $|H(f)H_r(f)|$ est conservé par $|H_c(f)|$, ainsi toute la puissance du signal reste conservé par la convolution des trois filtres. Ceci explique le TEB nul.

3.2.2 Avec $BW = 1000Hz$

Dans cette situation, notre réponse impulsionnelle globale a pour expression :

$$g(t) = h(t) * h_c(t) * h_r(t)$$

Avec $h_c(t)$ le filtre lié au canal qui est rectangulaire, de hauteur 1 et de largeur $1000Hz$. L'expression de h_c est la suivante :

$$\begin{aligned} h_c(t) &= BW \times \text{sinc}(BW \times \pi \times t) \\ &= 1000 \times \text{sinc}(1000 \times \pi \times t) \end{aligned}$$

Voici le tracé de la réponse impulsionnelle g :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

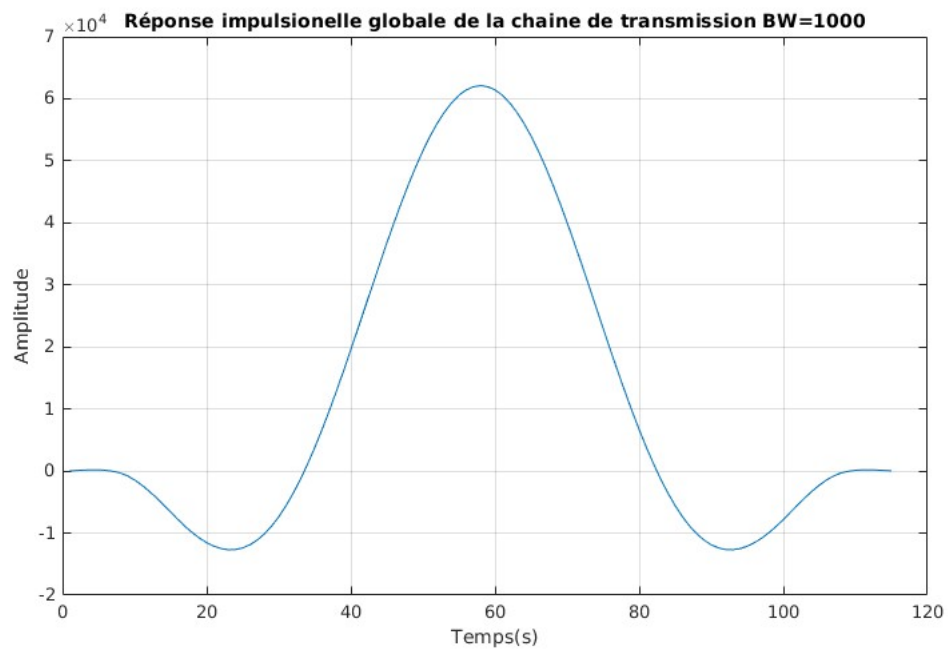


FIGURE 16 – Réponse impulsionnelle globale de la chaîne de transmission (g)

Avec cet ajout de filtre dans notre bloc modulateur/démodulateur, nous pouvons tracer le diagramme de l'œil avec le signal en sortie du filtre de réception :

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

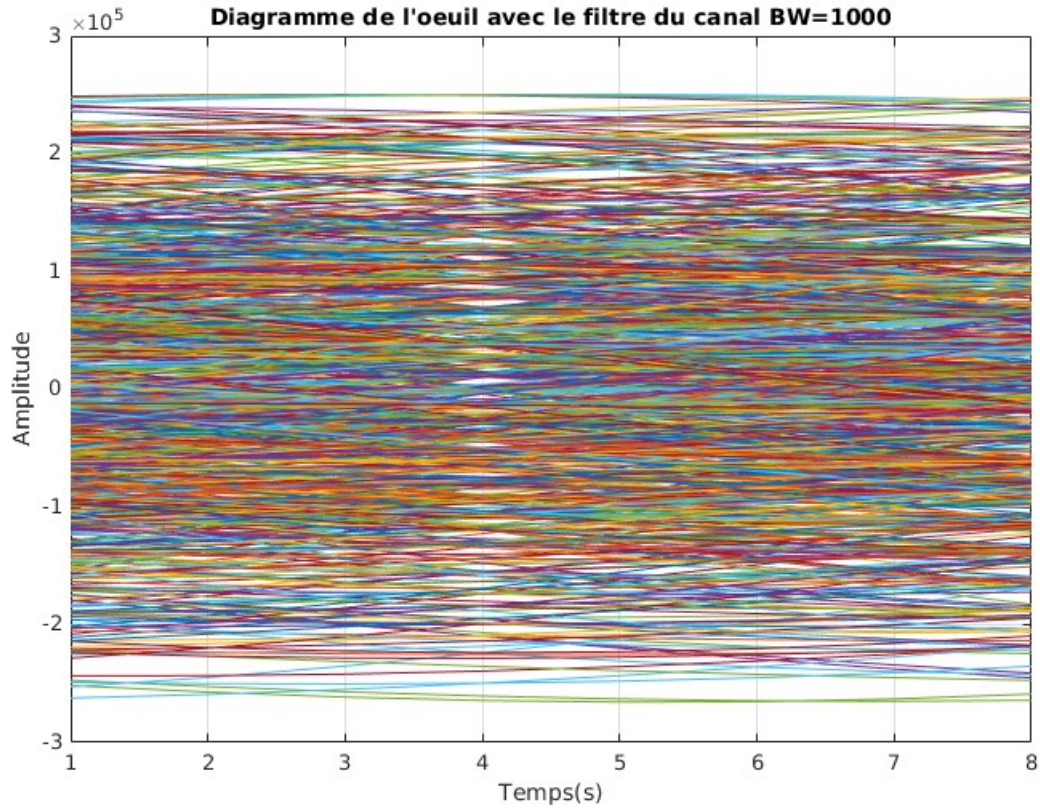


FIGURE 17 – Diagramme de l'œil en sorti du filtre de réception

Nous pouvons constater ici que notre signal est devenu imprévisible : nous ne pouvons plus distinguer de passages récurrents dans le diagramme de l'œil. Il n'est plus possible de déterminer un instant optimal d'échantillonnage, car quelque soit l'ordonnée qu'on observe notre signal la coupe en beaucoup plus de deux points. D'autres parts, il n'est pas possible de déterminer de seuils de décision pour le démapping. Nous conservons les mêmes seuils que précédemment, mais nous nous retrouverons face à un TEB différent de 0.

3 ÉTUDE DES INTERFÉRENCES ENTRE SYMBOLE ET DU CRITÈRE DE NYQUIST

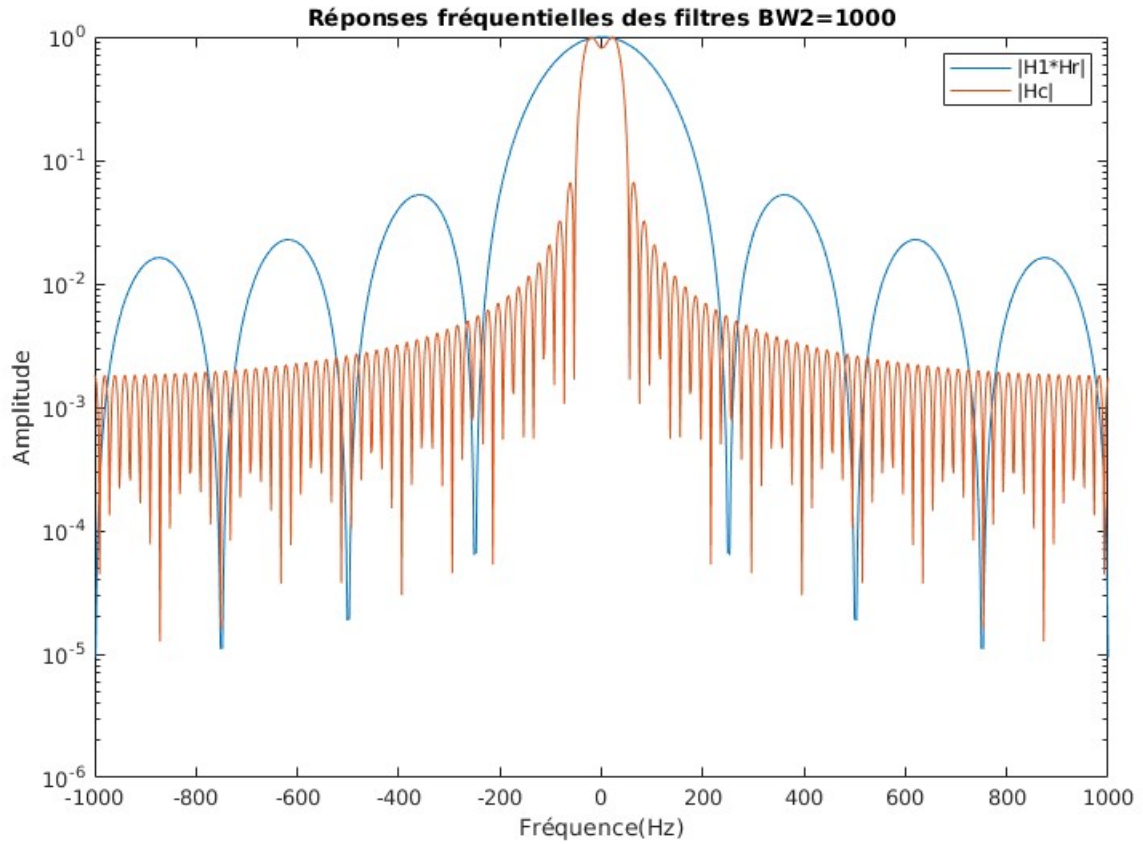


FIGURE 18 – Réponses fréquentielles des filtres $|H(f)H_r(f)|$ et $|H_c(f)|$

Le tracé de $|H(f)H_r(f)|$ reste inchangé, tandis que le lobe principal de $|H_c(f)|$ est bien plus resserré qu'auparavant. Cela est dû au changement de BW qui est passé à 1000Hz . Il agit toujours comme une porte, sauf que cette fois-ci, il n'inclut pas le lobe principal de $|H(f)H_r(f)|$, ainsi, nous perdons une partie de la puissance de $|H(f)H_r(f)|$, ce qui dégrade le signal qui parcourt l'ensemble des filtres. Notre TEB est impacté, en effet, nous obtenons $TEB = 0,238$.

4 Étude de l'impact du bruit et du filtrage adapté, notion d'efficacité en puissance

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à l'influence du bruit sur la chaîne de transmission. Ce bruit intervient lors de la traversée du signal dans le canal de propagation. Pour observer son influence, nous allons modéliser trois chaînes de transmissions différentes. Ces trois ont pour points communs leur filtre de mise en forme (rectangulaire de durée égale à la durée symbole et de hauteur 1). Les 3 chaînes sont les suivantes :

1. Chaîne 1 :
 - (a) mapping à symbole binaire à moyenne nulle
 - (b) bruit additif et gaussien dépendant de la puissance du signal entrant et de son mapping
 - (c) filtre de réception rectangulaire de durée égale à la durée symbole et de hauteur 1
2. Chaîne 2 :
 - (a) mapping à symbole binaire à moyenne nulle
 - (b) bruit additif et gaussien dépendant de la puissance du signal entrant et de son mapping
 - (c) filtre de réception rectangulaire de durée égale à la moitié de la durée symbole et de hauteur 1
3. Chaîne 3 :
 - (a) mapping à symbole 4-aires à moyenne nulle
 - (b) bruit additif et gaussien dépendant de la puissance du signal entrant et de son mapping
 - (c) filtre de réception rectangulaire de durée égale à la durée symbole et de hauteur 1

Nous procédons à l'étude de ces trois chaînes et comprendre l'influence du bruit pour en déduire les meilleurs paramètres pour avoir une bonne efficacité en puissance.

4.1 Étude de chaque chaîne de transmission

4.1.1 Sans bruit

1. Chaîne 1

D'après le mapping à symbole binaire à moyenne nulle et les filtres rectangulaires, nous obtenons le même diagramme de l'œil que dans la partie 3.1.4 de ce rapport.

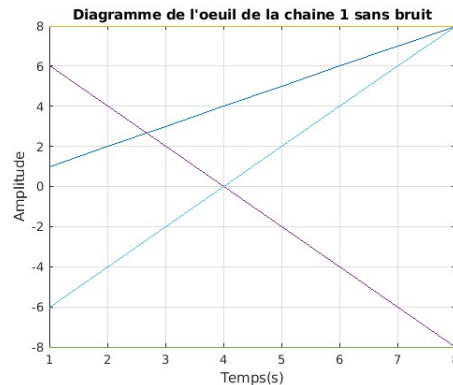


FIGURE 19 – Diagramme de l'œil de la chaîne 1 sans bruit

Comme le montre ce diagramme, les différentes possibilités de notre signal sont symétriques autour de 0 pour l'amplitude. Et les deux valeurs atteintes en $N_s = 8$ valent -8 et 8 , ainsi en choisissant 0 comme seuil de décision pour le démappage, nous garantissons un TEB faible.

2. Chaîne 2

Ce diagramme est très ressemblant au précédent, mais on constate que le graphe est contracté sur l'intervalle $[1s; 4s]$ au lieu d'être sur l'intervalle $[1s; 8s]$. Cela s'explique par le fait que le filtre de réception est de durée égale à la moitié de la durée symbole.

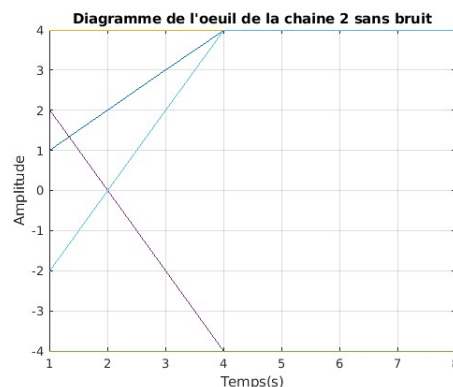


FIGURE 20 – Diagramme de l'œil de la chaîne 2 sans bruit

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

Comme précédemment, les différentes possibilités de notre signal sont symétriques autour de 0 pour l'amplitude. Et les deux valeurs atteintes en $N_s = 4$ valent -8 et 8 , ainsi en choisissant 0 comme seuil de décision pour le démapping, nous garantissons un TEB faible.

3. Chaîne 3

L'apparence de ce diagramme s'explique par le fait que nous procédons à un mapping 4-aires. Les filtres sont rectangulaires de durée égal à la durée symbole et de hauteur 1.

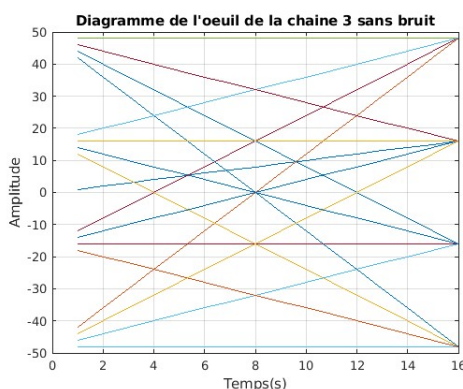


FIGURE 21 – Diagramme de l'œil de la chaîne 3 sans bruit

Dans ce cas-ci, pour $N_s = 16$ nous obtenons quatre valeurs : -44 , -16 , 16 et 44 . Ces valeurs correspondent respectivement à $-3 \times N_s$, $-N_s$, N_s et $3 \times N_s$. Nous devons déterminer trois seuils de décisions pour distinguer les différents signaux en $N_s = 16$. Il suffit de faire la moyenne de chaque valeur voisine, et nous obtenons les trois seuils de décisions : $-2N_s$, $2N_s$ et 0 .

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

4.1.2 Avec bruit

Dans cette partie, nous introduisons du bruit dans le canal, mais nous ne modélisons pas de filtre canal $h_c(t)$, ce dernier est considéré comme un dirac. En incrémentant le rapport $\frac{Eb}{N_0}$, nous pouvons observer les diagrammes de l'œil pour différentes valeurs du rapport, et calculer différents TEB pour chacune des chaînes, de même, nous pouvons calculer les TEB théoriques et ainsi les comparer.

1. Chaîne 1

Nous pouvons incrémenter la valeur de $\frac{Eb}{N_0}$ et observer l'impact du bruit sur le diagramme de l'œil :

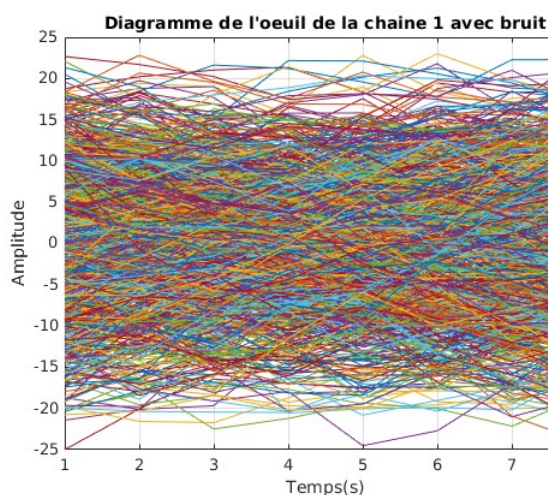


FIGURE 22 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 0$

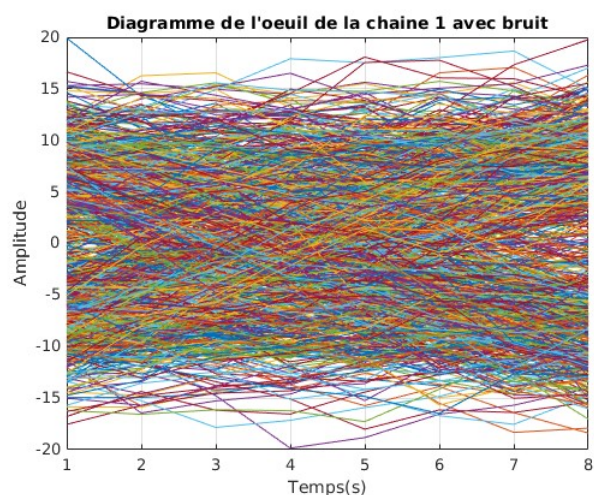


FIGURE 23 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 4$

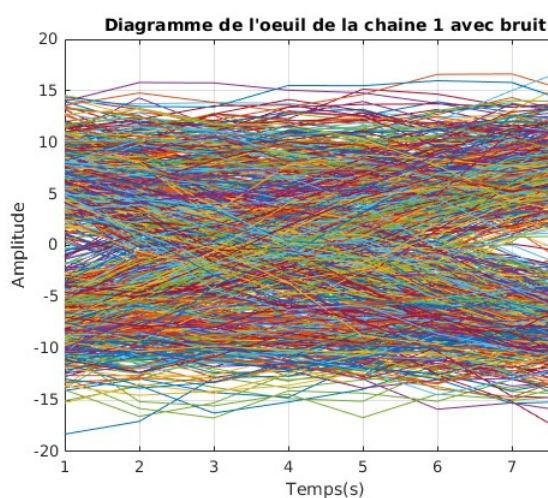


FIGURE 24 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 6$

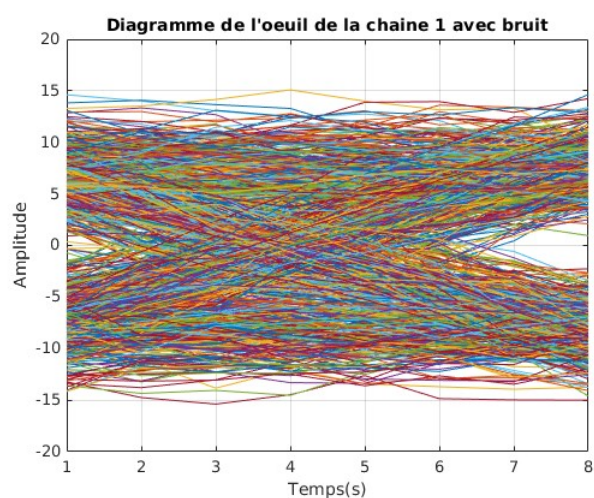


FIGURE 25 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 8$

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

Il est évident que nous ne pouvons établir aucun n_0 permettant de satisfaire le critère de Nyquist. Cependant on constate que en augmentant le rapport $\frac{Eb}{N_0}$, nous obtenons un diagramme moins diffus, et pouvons supposer que pour une valeur très grande nous pouvons trouver un n_0 pouvant satisfaire le critère de Nyquist. D'autre part :

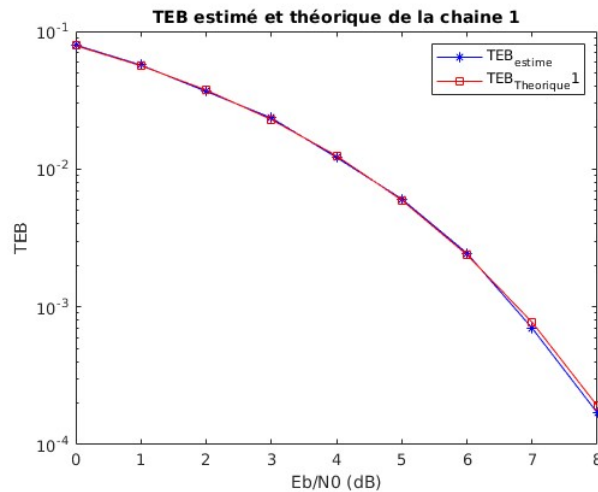


FIGURE 26 – Représentation des TEB expérimental et théorique de la chaine 1

Cette figure nous prouve que le TEB diminue en augmentant le rapport $\frac{Eb}{N_0}$. Pour une grande valeur du rapport, le TEB sera proche de 0 et donc pourra respecter le critère de Nyquist. Nous pouvons voir ici que les deux TEB sont très proches, donc nous pouvons conclure que le calcul du TEB expérimental est correcte.

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

2. Chaîne 2

Nous pouvons incrémenter la valeur de $\frac{Eb}{N_0}$ et observer l'impact du bruit sur le diagramme de l'œil :

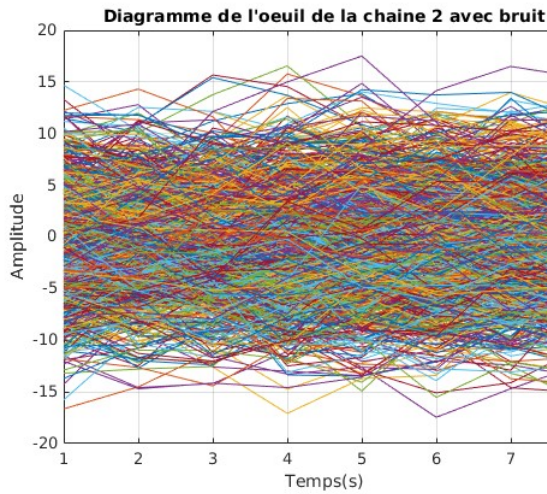


FIGURE 27 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 0$

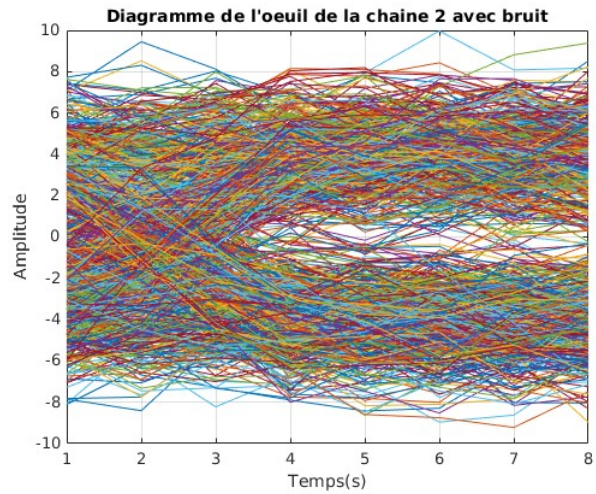


FIGURE 28 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 8$

Même remarque que précédemment, en augmentant le rapport $\frac{Eb}{N_0}$ nous convergions vers un diagramme qui nous permettrait de respecter le critère de Nyquist.

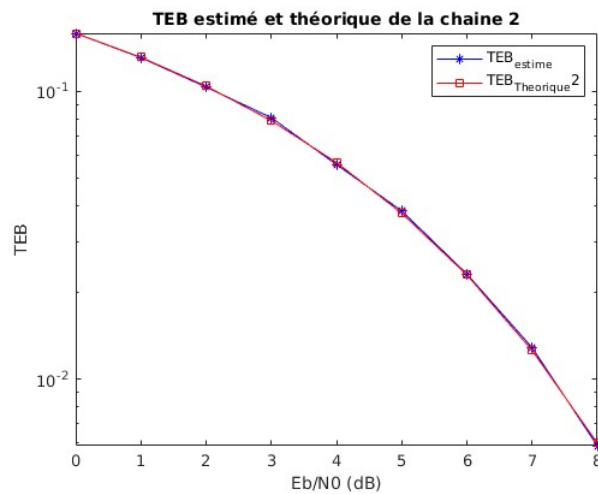


FIGURE 29 – Représentation des TEB expérimental et théorique de la chaîne 2

Comme précédemment, nous pouvons voir ici que les deux TEB sont très proches, donc nous pouvons conclure que le calcul du TEB expérimental est correcte.

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

3. Chaîne 3

Nous pouvons incrémenter la valeur de $\frac{Eb}{N_0}$ et observer l'impact du bruit sur le diagramme de l'œil :

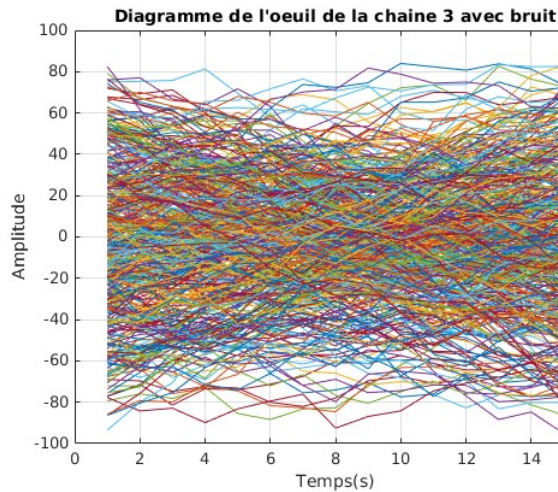


FIGURE 30 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 0$

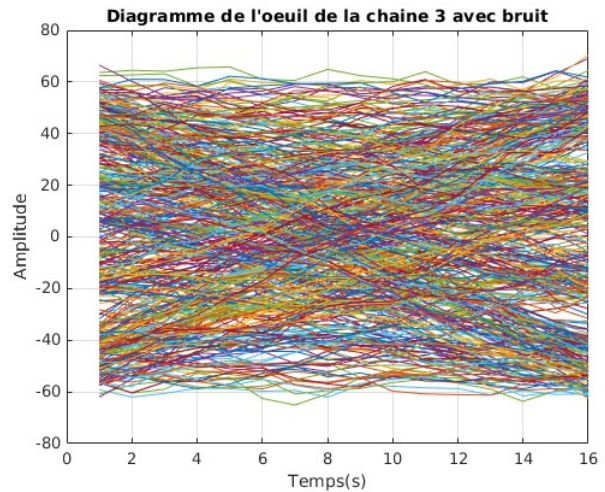


FIGURE 31 – Pour $\frac{Eb}{N_0} = 8$

Même remarque que précédemment, même si la différence est plus difficile à observer. Il faut donc un rang très grand pour pouvoir respecter le critère de Nyquist.

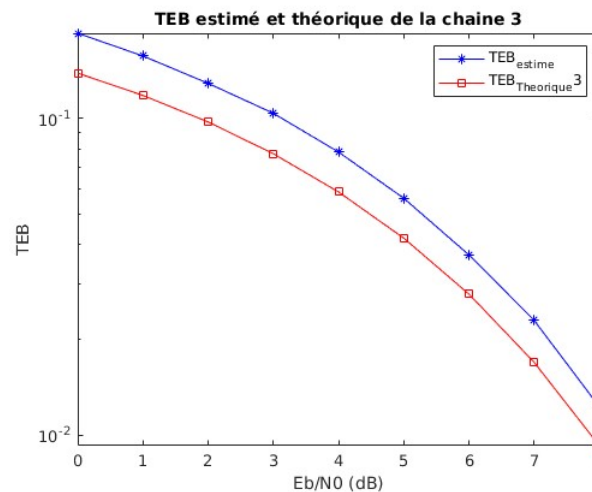


FIGURE 32 – Représentation des TEB expérimental et théorique de la chaîne 3

Le fait que les signaux soient encore diffus pour un $\frac{Eb}{N_0} = 8$ s'explique avec ce graphe : pour cette valeur, nous avons un TEB proche de 10^{-2} , ce qui reste beaucoup, mais la décroissance des deux TEB nous permettent d'affirmer que pour un grand rang, le critère de Nyquist pourra être respecté. Nous pouvons constater un écart entre

4 ÉTUDE DE L'IMPACT DU BRUIT ET DU FILTRAGE ADAPTÉ, NOTION D'EFFICACITÉ EN PUISSANCE

les deux TEB, cela s'explique par le fait que nous n'avons pas effectué un mapping de Grey, ce qui aurait corrigé la différence entre le TEB théorique et le TEB estimé.

4.2 Comparaison des chaines de transmission implantées

4.2.1

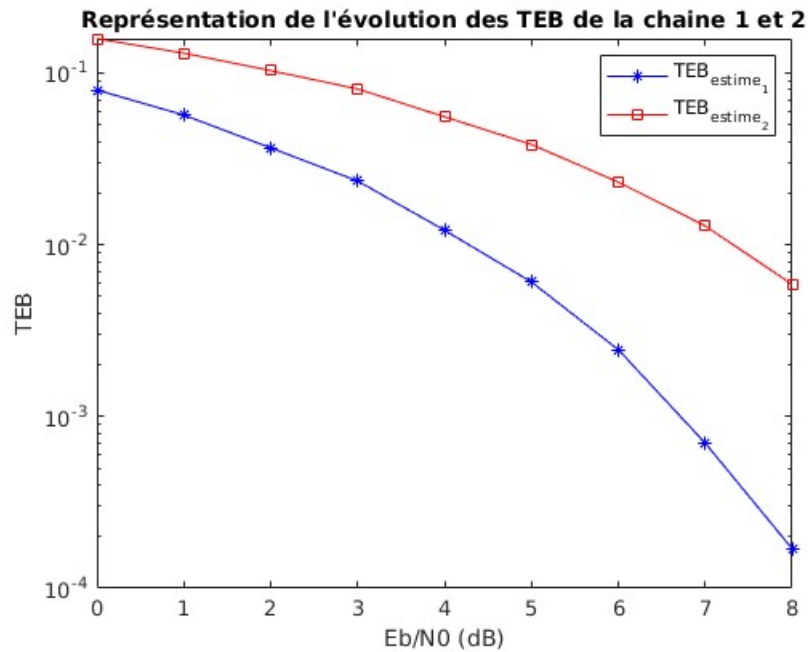


FIGURE 33 – Représentation des TEB de la chaine 1 et 2

4.2.2

- En se référant au graphe de la figure précédente, nous remarquons que le modulateur 1 propose une meilleure efficacité en puissance, car l'énergie dont on a besoin pour transmettre les symboles est plus faible que celle utilisée pour transmettre dans le deuxième modulateur. En effet, dans la chaine 2 il faut transmettre des symboles deux fois plus vite; cela nécessite alors une énergie plus grande. La chaine 1 et 2 se ressemblent sur tous les points, sauf pour le filtre de réception. La chaine 2 possède un filtre de réception de durée égale à $TS/2$. Ce filtre-là ne permet pas de maximiser le SNR qui fait que l'on obtient un TEB plus grand. La condition du filtrage adapté étant non respectée, fait que la chaine 2 ne donne pas des résultats aussi bons que la chaine 1.

4.2.3

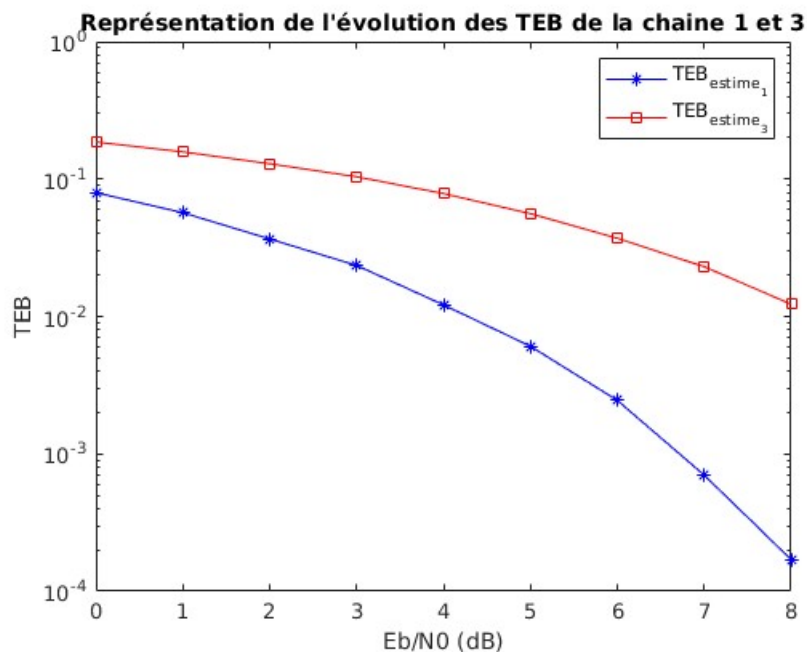


FIGURE 34 – Représentation des TEB de la chaine 1 et 3

4.2.4

- Ici, nous avons affaire à 2 chaînes ayant toutes les deux les mêmes constituants en ce qui est des filtres. Mais l'une possède un mapping binaire et l'autre un mapping 4 aires. Étant soumises à du bruit, les chaînes présentent des TEB différents. Quand le bruit diminue, (évolution de la courbe de gauche à droite) le TEB est très faible pour les deux chaînes, mais il y a un grand écart entre les deux. Plus précisément, le mapping binaire possède un meilleur TEB et ceci est expliqué par le fait que les valeurs $+V$ et $-V$ sont largement espacées l'une de l'autre, donc la décision est presque sans erreurs.
Quand le bruit augmente : (évolution de la courbe de droite à gauche) le TEB augmente aussi, ce qui est normal, car mon signal est bruité, ce qui correspond à un signal dans le cas réel. L'erreur de transmission y est plus grande pour les deux chaînes, ce qui rend l'écart entre les deux plus faible.
- En terme d'efficacité en puissance, la chaîne 1 est plus efficace, car bien sûr étant donné que nous codons un bit/symbole, nous avons besoin de moins de puissance, car nous avons besoin uniquement de 2 niveaux de décisions, alors qu'on a besoin de 4 pour les mapping 4 aires.

5 Conclusion

À travers ce projet, nous avons pu mettre au point différents modulateurs, démodulateurs et canal de transmission. Cela nous a permis de comprendre comment fonctionnaient les chaînes de transmissions, et plus particulièrement chaque étape nécessaire : création d'un signal binaire, mapping, suréchantillonnage, filtre de mise en forme, filtre canal, bruit additif, filtre de réception, échantillonnage, décisions, démapping pour retrouver les bits initiaux. Nous avons pu caractériser différents phénomènes comme l'ajout de bruit dans la chaîne de transmission, tester différents mapping et différents filtres. Nous avons utilisé certains outils pour observer cela comme le TEB, le diagramme de l'œil et le critère de Nyquist. Nous avons observé les différents dans le domaine temporel et fréquentiel pour comprendre visuellement les caractéristiques que nous leur avons données.

6 Remerciements

Nous souhaitons remercier M.Michon Arthur notre encadrant de TP pour l'aide et les explications qu'il nous a fournies, et également Me.Thomas Nathalie pour les cours magistraux et M.Poulliat Charly pour les TD.