



RAPPORT DE PROJET TÉLÉCOMMUNICATIONS

AINJI JOMA'A & QUENTIN POINTEAU

MAI 2024

Contents

1	Introduction	3
2	Implantation d'une transmission avec transposition de fréquence	3
2.1	Mapping utilisé	3
2.2	Tracé des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature de phase	3
2.3	Pourquoi y'a-t-il un retard et comment régler le problème qu'il engendre?	4
2.4	Tracé du signal transmis et de sa densité spectrale de puissance	5
2.5	Introduction d'un bruit	6
3	Implantation de la chaine passe-bas équivalente à la chaine de transmission sur porteuse précédente	7
3.1	Tracé des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature	7
3.2	Tracé de la densité spectrale de puissance de l'enveloppe complexe associée au signal transmis sur fréquence porteuse	7
3.3	Tracé des constellations en sortie du mapping et en sortie de l'échantillonneur	7
3.4	Tracé des taux d'erreur binaires	8
3.5	Comparaison des TEB de la chaine sur porteuse et de la chaine équivalente en passe-bas	9
4	Comparaison du modulateur DVB-S avec un modulateur 4-ASK	9
4.1	Implantation de la modulation 4-ASK	9
4.2	Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 4-ASK	11
5	Comparaison du modulateur DVB-S avec un modulateur DVB-S2	11
5.1	Implantation de la modulation 8-PSK	12
5.2	Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 8PSK du DVBS-2	13

1 Introduction

Le DVB-S (Digital Video Broadcasting-Satellite) est une norme de l'ETSI pour la diffusion de flux numériques multimédias via satellite. La première version, publiée en 1994, utilise un modulateur QPSK avec un filtre en racine de cosinus surélevé et un facteur de roll-off de 0,35. La deuxième version, DVB-S2, introduite en 2005, permet l'utilisation de modulateurs 8-PSK avec un roll-off de 0,2 et inclut d'autres modulateurs.

Le but de ce projet est d'étudier les transmissions au format DVB-S et les comparer avec différentes autres transmissions afin de trouver finalement laquelle est la plus adaptée.

2 Implantation d'une transmission avec transposition de fréquence

Dans cette première partie, on commence par implanter une transmission au format DVB-S avec mapping QPSK, filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll off 0.35 et transposition de fréquence. La fréquence d'échantillonnage utilisée est $F_e = 24$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kbps et une fréquence porteuse f_p de 2 kHz.

Comme le canal satellite pour une transmission fixe de type DVB est un canal de propagation à bruit additif et Gaussien, on introduira ce bruit dans notre simulation.

2.1 Mapping utilisé

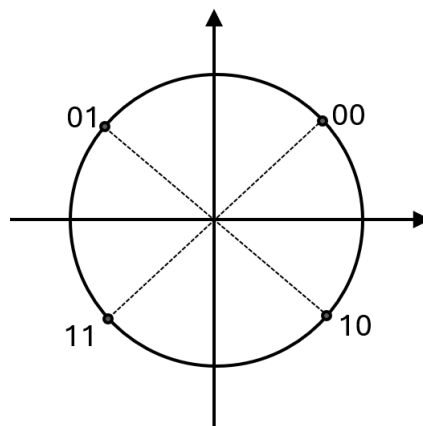


Figure 1: Le mapping QPSK utilisé dans cette simulation

2.2 Tracé des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature de phase

La modulation QPSK est une modulation bi-dimensionnelle, par suite, après la modulation du signal sur fréquence porteuse, celui-ci sera égal à :

$$x(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \cos(2\pi f_p t) - \sum_k b_k h(t - kT_s) \sin(2\pi f_p t)$$

Avec $I(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s)$ la composante en phase et $Q(t) = \sum_k b_k h(t - kT_s)$ la composante en quadrature.

On observe dans la figure 2 le tracé de $I(t)$ et $Q(t)$ pour 10 bits émis, et les mêmes signaux dans la figure 3 pour 1000 bits émis.

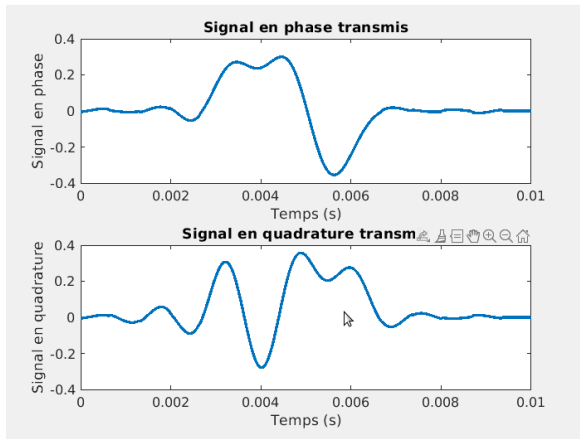


Figure 2: Tracé de I(t) et Q(t) avec NbBits = 10

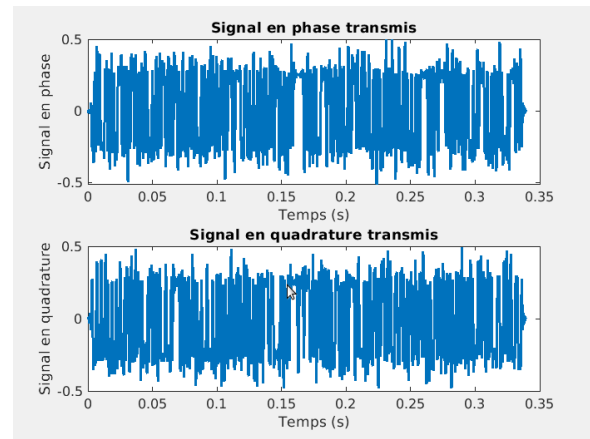


Figure 3: Tracé de I(t) et Q(t) avec NbBits = 1000

Sur la deuxième figure, au début des deux signaux I(t) et Q(t), on observe un retard. A ce stade le signal est passé par un seul filtre en racine cosinus surélevé qui est le filtre de mise en forme. Le retard expérimental observé sur la figure est de $\frac{L}{2} \times T_s = 5 \times T_s = 5 \times 6,67 \cdot 10^{-4} = 0,00335$ s. Nous verrons dans la partie suivante si ce résultat coïncide bien avec la théorie attendue.

2.3 Pourquoi y'a-t-il un retard et comment régler le problème qu'il engendre?

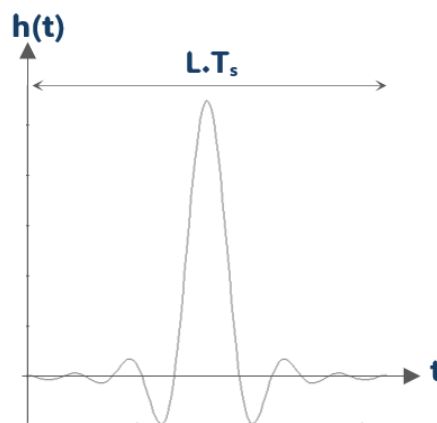


Figure 4: Forme d'un filtre en racine cosinus de surélevé.

Un filtre en racine cosinus surélevé prend la forme de la courbe représentée dans la figure 4. Celui-ci met donc du temps à atteindre son maximal. Cela veut dire que chaque filtre en racine de cosinus surélevé induit un retard de $\frac{L}{2} \times T_s$ comme illustré dans la figure 5.

Par suite, à la fin de notre chaîne de transmission, et comme le signal aura traversé à la fois le filtre de mise en forme et le filtre de réception qui sont tous les deux des filtres en racine de cosinus surélevés, on aura un retard de $L \times T_s$ dans le domaine temporel ou de $L \times N_s$ si on considère les échantillons.

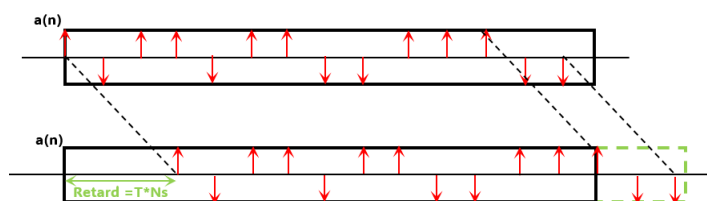


Figure 5: Forme d'un filtre en racine de cosinus surélevé.

Or, cela pose problème pour deux raisons :

1. Le premier bit du signal transmis ne correspond pas au premier bit du signal reçu. Il faut donc faire attention à commencer à estimer les bits à partir de la fin du retard.
2. Le signal récupéré à la fin de la chaîne de transmission est de la même taille que celui émis. Cela veut dire que la graphie s'arrêtera avant que tous les bits ne soient récupérés.

La figure 5 donne une représentation plus claire de cela.

Une des solutions envisageable dans ce cas là est de rajouter un nombre n_0 de zéros égal au retard à la fin du signal émis. Ainsi, on commencera à récupérer les valeurs à partir de n_0 .

C'est pour cela que choisit l'instant d'échantillonnage tel que $n_0 = L \times T_s + 1$. **Cet instant vérifie bien le critère de Nyquist.**

Finalement, on remarque que l'échelle temporelle trouvée expérimentalement coïncide bien avec la théorie attendue, en effet quand NbBits = 10 :

- On envoie 10 bits donc 5 symboles qui occupent $5 \times T_s = 5 \times 6,67 \times 10^{-4} = 3,335 \times 10^{-3}$.
- Afin de régler le problème du retard induit par le cosinus surélevé on rajoute $L \times N_s = 10 \times 16 = 160$ échantillons et donc 10 symboles qui occupent $6,67 \times 10^{-4} \times 10 = 6,67 \times 10^{-3}$.

Au total on a une échelle temporelle qui occupe $(6,67 + 3,335) \times 10^{-3} = 0,010005$ et ceci est exactement la valeur que l'on retrouve sur le graphe de la figure 2.

2.4 Tracé du signal transmis et de sa densité spectrale de puissance

La figure 6 représente le signal transmis sur fréquence porteuse pour 100 bits transmis.

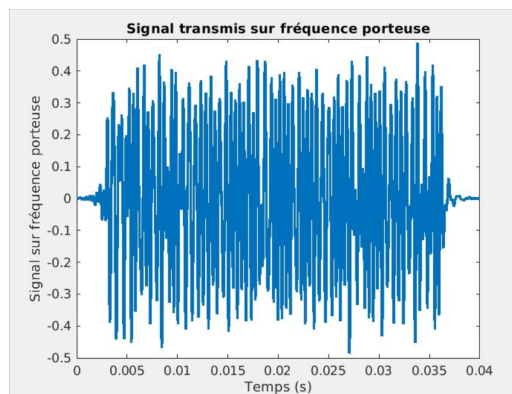


Figure 6: Signal transmis sur fréquence porteuse pour 100 bits.

Sur la figure 7, on peut observer la densité spectrale de puissance du signal transmis ci-dessus (100 bits) et dans la figure 8 on a la DSP d'un signal de 1000 bits.

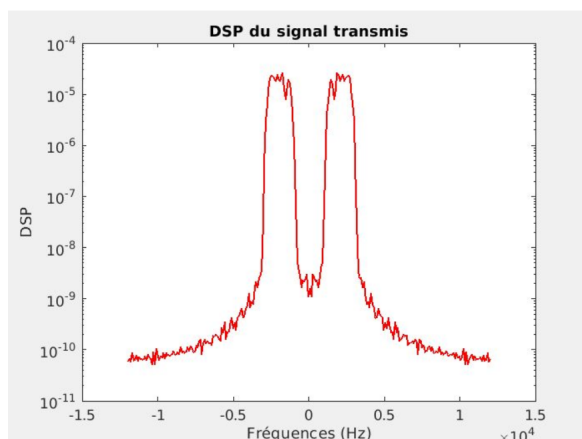


Figure 7: DSP du signal transmis sur fréquence porteuse pour 100 bits.

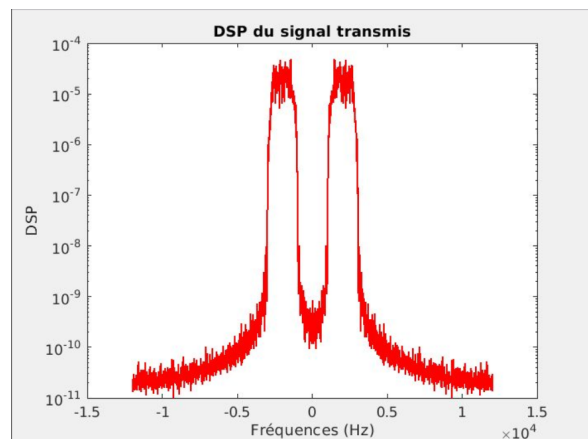


Figure 8: DSP du signal transmis sur fréquence porteuse pour 1000 bits.

Comme mentionné plus haut, la fréquence porteuse utilisée dans cette simulation est de $2 \text{ kHz} = 0,2 \cdot 10^4 \text{ Hz}$. On observe dans les figures 7 et 8 la présence de deux transformées de Fourier de la racine du cosinus surélevé, l'une centrée en $0,2 \cdot 10^4 \text{ Hz}$ qui est la fréquence porteuse et une autre centrée en $-0,2 \cdot 10^4 \text{ Hz}$ qui est le symétrique de cette fréquence porteuse.

Ceci coïncide bien avec la théorie attendue étant donné qu'une DSP doit nous montrer la répartition en fréquence d'un signal ce qui est bien le cas dans notre schéma (on retrouve bien la transformée de Fourier d'une racine de cosinus surélevé), en plus d'être centrée sur la fréquence porteuse et sa symétrie.

2.5 Introduction d'un bruit

Dans cette partie, on met en avant le bruit additif et gaussien (canal AWGN) de la transmission fixe DVB. Ce bruit est défini de la manière suivante :

$$\text{bruit} = \sigma_n \times \text{randn}(1, \text{length}(x));$$

Avec

$$\sigma_n^2 = \frac{P_x N_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}}$$

Où M représente l'ordre de la modulation, N_s le facteur de suréchantillonnage et P_x la puissance du signal à bruite.

En d'autres termes, on s'attend à ce que le bruit soit inversement proportionnel au rapport signal à bruit $\frac{E_b}{N_0}$. On peut le déduire grâce à la définition de σ_n^2 mais aussi, cela est intuitif. En effet un rapport signal à bruit élevé veut dire que le signal est plus dominant que le bruit est donc moins bruité. Nous avons rajouté ce bruit à notre chaîne de transmission, et retrouvons bien les résultats attendus par la théorie.

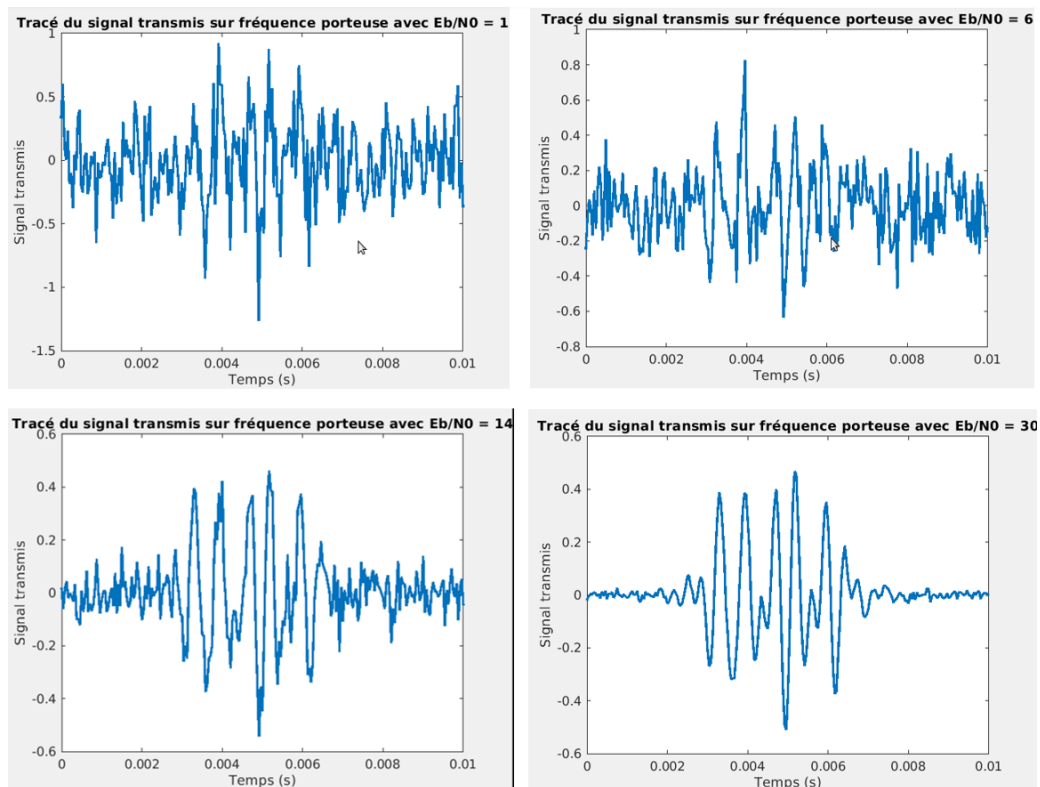


Figure 9: Tracé des signal transmis pour différents rapport signal à bruit

On peut voir sur la figure 9 que lorsque $\frac{E_b}{N_0} = 30$, on a l'impression que le signal n'est quasiment plus bruité. Par contre, pour $\frac{E_b}{N_0} = 6$ on observe un signal bien bruité, et qui le devient de plus en plus lorsqu'on se rapproche de $\frac{E_b}{N_0} = 1$. On note que tous les graphiques de la figure 9 ont été tracés avec un nombre de bits faible pour pouvoir mieux visualiser les différences.

Finalement, pour vérifier que notre transmission se déroule comme attendu théoriquement, on trace, sur la

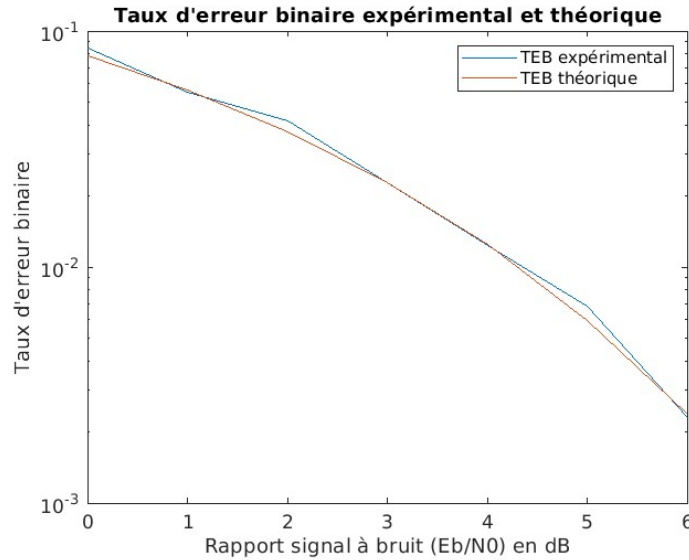


Figure 10: Taux d'erreur binaire théorique et expérimental de la chaîne de transmission.

même courbe, les taux d'erreur binaires expérimental et théorique. On peut voir sur la figure 10 que ces deux courbes se superposent. Cela permet donc de valider le bon fonctionnement de notre chaîne de transmission.

3 Implantation de la chaîne passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur porteuse précédente

Dans cette partie, on veut implanter la chaîne de transmission passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse réalisée précédemment, avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 6$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kbps.

Dans cette partie, le bruit introduit sera un bruit complexe $n_e(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$. Celui-ci s'ajoute avec une même puissance sur chaque voie tel que :

$$\sigma_{n_I}^2 = \sigma_{n_Q}^2 = \frac{P_{xe} N_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}}$$

où M représente l'ordre de la modulation, N_s le facteur de suréchantillonnage et P_{xe} la puissance de l'enveloppe complexe associée au signal à bruite. On note que $P_{xe} = \frac{P_x}{2}$.

3.1 Tracé des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature

On observe dans la figure 11 le tracé de $I(t)$ et $Q(t)$ pour 10 bits émis, et les mêmes signaux dans la figure 12 pour 1000 bits émis. On notera que le bruit complexe est pris en compte sur ces tracés.

3.2 Tracé de la densité spectrale de puissance de l'enveloppe complexe associée au signal transmis sur fréquence porteuse

Le modulateur étudié dans cette partie correspond à la chaîne passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur porteuse de la QPSK. Par suite, la DSP de l'enveloppe complexe doit être centrée en 0. Ceci est confirmé expérimentalement dans la figure 13.

3.3 Tracé des constellations en sortie du mapping et en sortie de l'échantillonneur

Les constellations pour une modulation QPSK sont représentées par 4 points aux coordonnées $(-1, -1)$, $(-1, 1)$, $(1, -1)$ et $(1, 1)$. On a choisi ici de représenter les constellations en sortie du mapping en rouge et en sortie de l'échantillonneur en vert. On remarque que plus le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ est grand, moins les constellations sont bruitées. En effet, ceci s'explique par la définition du bruit que l'on a choisi, à savoir

$$\sigma_{n_I}^2 = \sigma_{n_Q}^2 = \frac{P_{xe} N_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}}$$

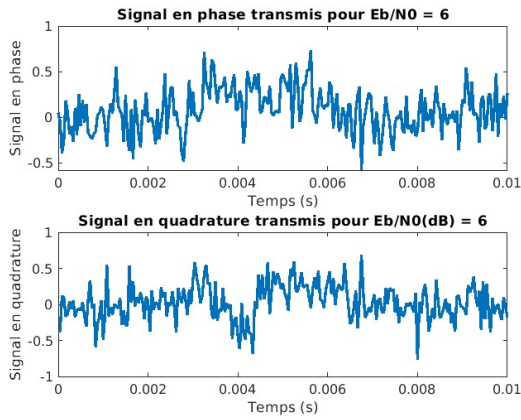


Figure 11: DSP de l'enveloppe complexe pour 10 bits émis.

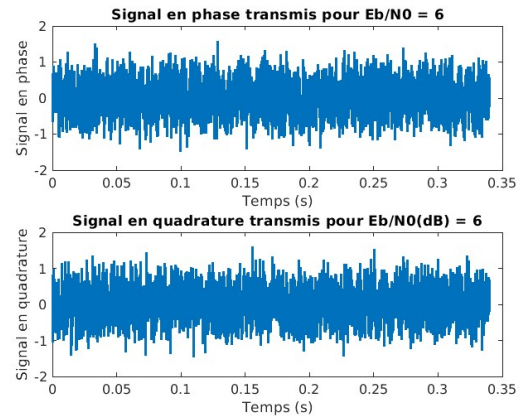


Figure 12: DSP de l'enveloppe complexe pour 1000 bits émis.

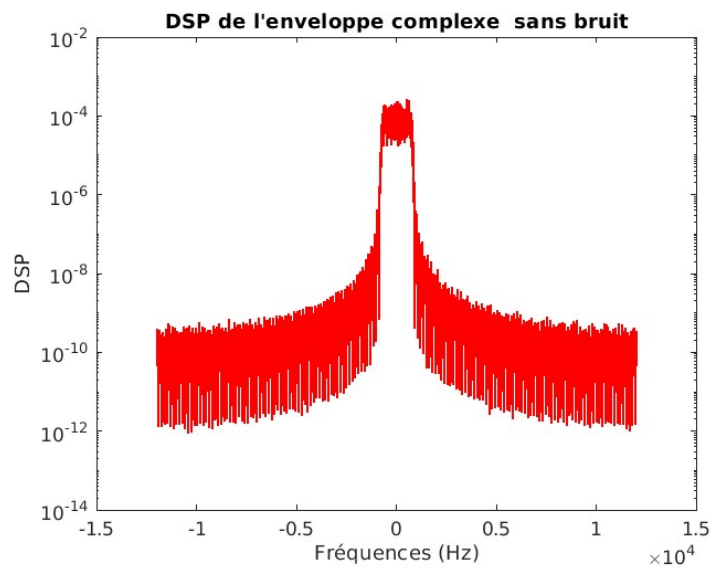


Figure 13: DSP de l'enveloppe complexe pour 10000 bits émis.

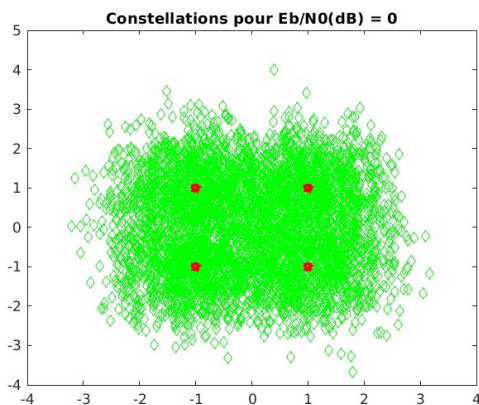


Figure 14: Constellations pour $\frac{E_b}{N_0}$ dB = 0.

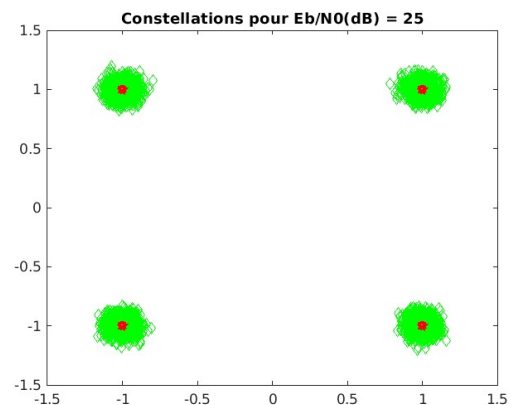


Figure 15: Constellations pour $\frac{E_b}{N_0}$ dB = 25.

3.4 Tracé des taux d'erreur binaires

Afin de vérifier que notre simulation s'est bien passé, nous nous proposons de tracer les taux d'erreur binaires expérimental et théorique afin de les comparer. On rappelle que le taux d'erreur binaire pour cette transmission

est modélisée par la formule suivante :

$$TEB = Q \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

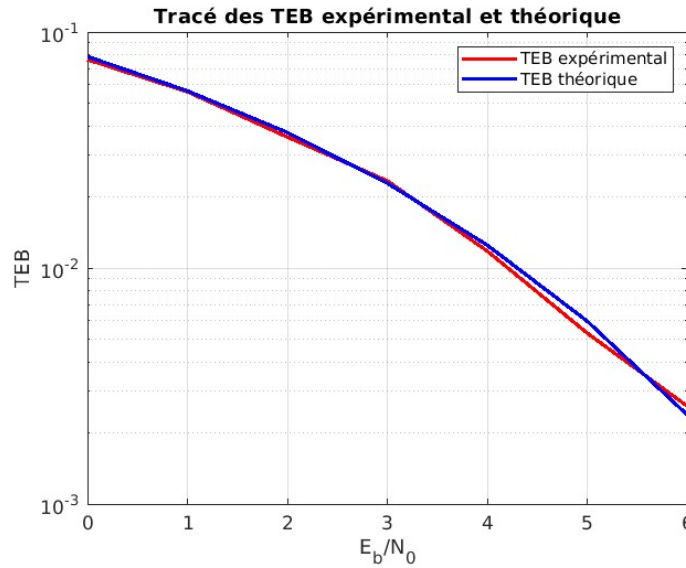


Figure 16: Tracé des TEB expérimental et théorique QPSK

3.5 Comparaison des TEB de la chaîne sur porteuse et de la chaîne équivalente en passe-bas

Étant donné que les TEB des chaînes avec et sans transmission sur fréquence porteuse se superposent, cela signifie que l'efficacité en puissance des deux chaînes est équivalente. Ainsi, comme la transmission sur fréquence porteuse implique une bande passante utilisée deux fois plus grande que la transmission en bande de base, il est donc préférable de choisir la transmission en bande de base avec la chaîne passe-bas équivalente.

4 Comparaison du modulateur DVB-S avec un modulateur 4-ASK

Dans cette partie nous allons implanter la modulation 4-ASK afin de la comparer avec le modulateur proposé par le DVB-S.

Pour ce faire nous utiliserons toujours un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé avec roll off de 0,35. La fréquence d'échantillonnage sera $F_e = 6$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kpbs.

4.1 Implantation de la modulation 4-ASK

Les étapes de construction de cette chaîne de transmission sont les mêmes que la chaîne précédente avec la différence que pour la 4-ASK, on a $d_k = a_k \in \{-3, -1, 1, 3\}$ car $b_k = 0$. Cela veut dire que le signal transmis sera égal au signal en phase uniquement (le signal en quadrature étant nul). On peut observer dans la figure 17 les différentes constellations en sortie du mapping (les étoiles rouges) et en sortie de l'échantillonneur (les losanges en vert) pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$. On remarque que pour toutes les figures, la constellation en sortie de l'échantillonneur est la même, on a 4 étoiles rouges, chacune au niveau d'une des valeurs $\{-3, -1, 1, 3\}$. Ceci est cohérent parce que ce sont les valeurs du mapping utilisé.

Ensuite, pour les constellations en sortie de l'échantillonneur, on remarque que plus $\frac{E_b}{N_0}$ est grand, plus les points se rapprochent des vraies valeurs en sortie. Ceci est cohérent parce que plus on a du bruit, plus les valeurs seront éloignées de la vraie valeur envoyée au début et c'est bien ce que l'on retrouve expérimentalement.

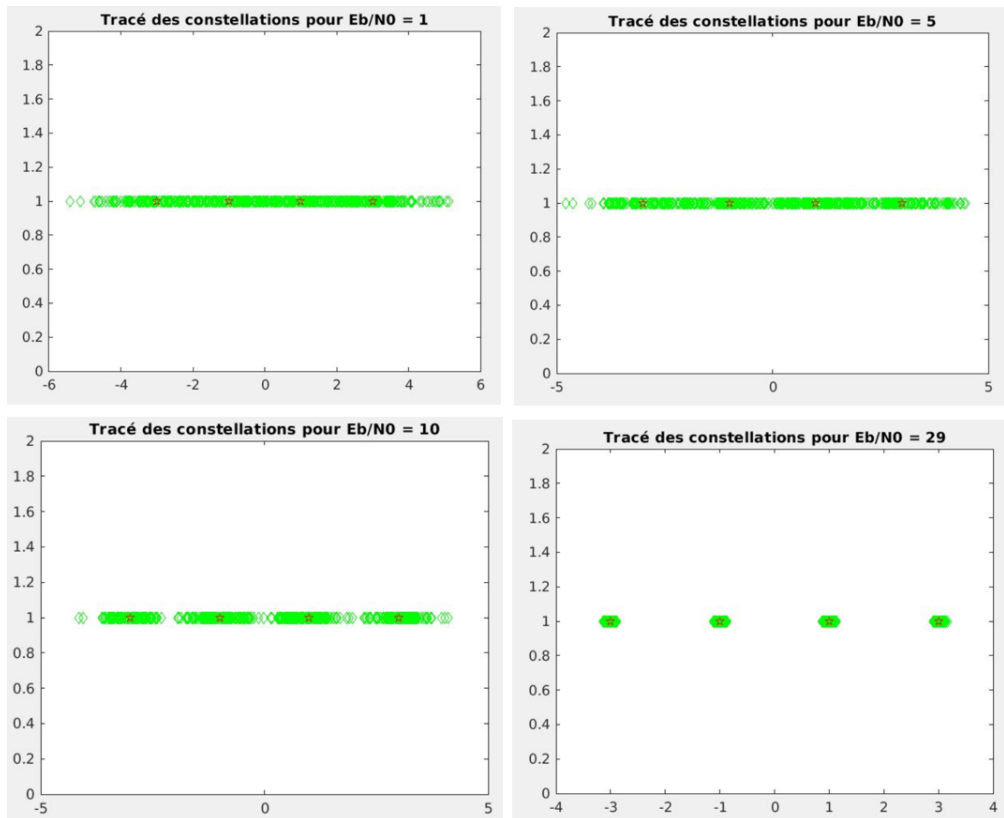


Figure 17: Tracé des constellations à la sortie du mapping (en rouge) et à la sortie de l'échantillonneur (en vert)

Afin de vérifier le bon fonctionnement de notre chaîne de transmission, on trace les taux d'erreur binaire expérimental et théorique. On note que pour la modulation 4-ASK le taux d'erreur binaire théorique est égal à :

$$TEB = \frac{1}{\log_2(M)} \times 2 \times \left(1 - \frac{1}{M}\right) Q \left(\sqrt{\frac{6 \log_2(M) E_b}{M^2 - 1 N_0}} \right) = \frac{3}{4} \times Q \left(\sqrt{\frac{12 E_b}{15 N_0}} \right)$$

On obtient alors le graphique suivant :

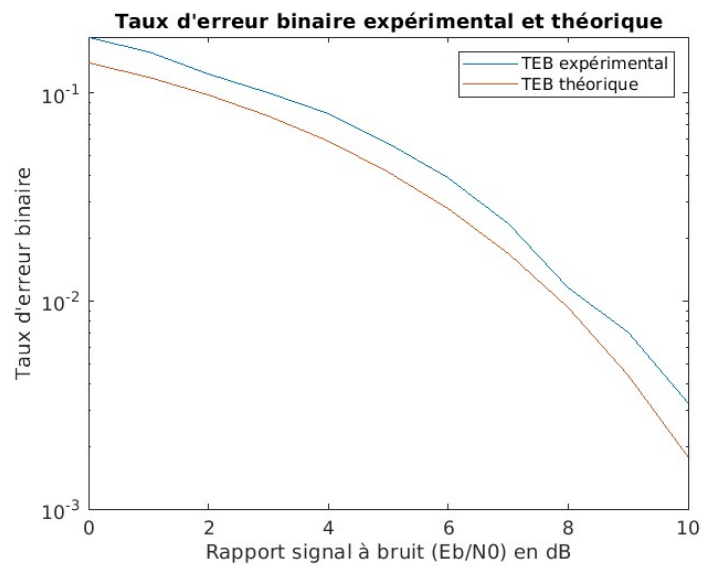


Figure 18: Tracé du taux d'erreur binaire pour la modulation 4-ASK

Les courbes coïncident, par suite le signal est correctement transmis par la chaîne de transmission.

4.2 Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 4-ASK

1. Comparaison et classement des deux modulateurs en termes d'efficacité en puissance :

Pour QPSK, les symboles sont répartis sur le cercle unitaire dans le plan complexe. La distance minimale entre les symboles est donc constante et égale à la distance entre deux points adjacents sur le cercle, soit $\sqrt{2}$ fois l'amplitude. Pour 4-ASK, les symboles sont répartis linéairement sur l'axe des réels. La distance minimale entre les symboles adjacents est donc moins efficace que QPSK pour la même énergie de symbole, car ils sont plus proches.

Donc théoriquement, QPSK est plus efficace en puissance que 4ASK.

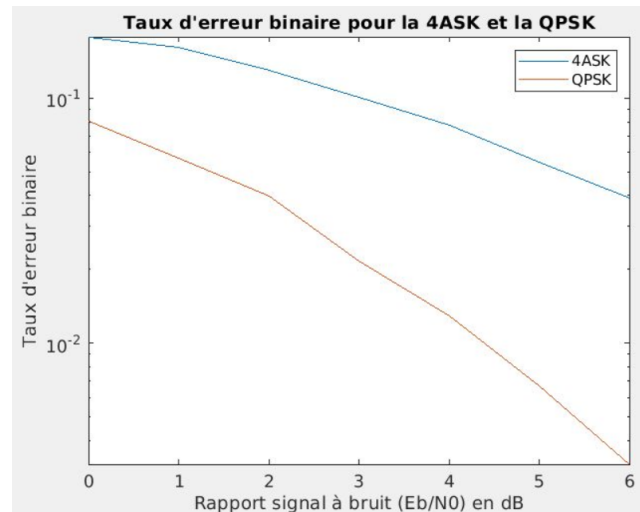


Figure 19: Comparaison du TEB des modulation 4-ASK et QPSK

Afin de confirmer cela expérimentalement, on trace, superposées sur le graphique de la figure 19, les courbes des taux d'erreur binaire de QPSK et 4-ASK. On remarque que pour un même SNR, le TEB associé à 4-ASK est plus élevé que celui associé à QPSK. Par suite, la théorie est confirmée, QPSK est bien plus efficace en puissance que 4-ASK.

2. Comparaison et classement des deux modulateurs en termes d'efficacité spectrale :

L'efficacité spectrale d'un modulateur est affectée par deux facteurs :

- L'ordre de la modulation.
- Le coefficient k qui dépend du filtre.

Dans notre cas, ces deux paramètres sont égaux. En effet, on a $M = 4$ pour les deux chaînes de transmission et un filtre en racine de cosinus surélevé. Par suite, théoriquement, ces deux modulateurs ont la même efficacité spectrale.

Afin de confirmer expérimentalement ces résultats, on trace la DSP du signal transmis par chacun de ces deux modulateurs. On remarque alors que la bande de fréquence occupée par ces deux DSP est la même, ce qui confirme bien que ces deux modulateurs ont la même efficacité spectrale.

3. Identification de l'intérêt d'utiliser une modulation QPSK dans le DVB-S plutôt qu'une 4-ASK

Comme expliqué plus haut, ces deux modulateurs ont la même efficacité spectrale, par contre la QPSK est plus efficace en puissance. Pour cela, il est plus rentable d'utiliser une modulation QPSK dans le DVB-S.

5 Comparaison du modulateur DVB-S avec un modulateur DVB-S2

Dans cette partie nous allons implanter la modulation 8-PSK afin de la comparer avec le modulateur proposé par le DVB-S2.

Pour ce faire nous utiliserons toujours un filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé mais cette fois si avec roll off de 0,2. La fréquence d'échantillonnage sera $F_e = 6$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kpbs.

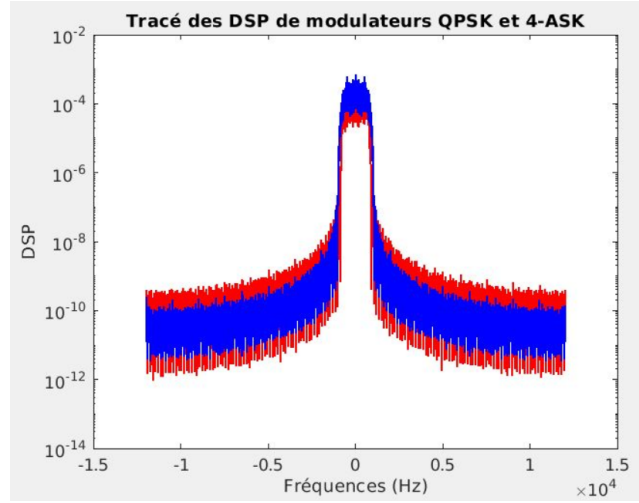


Figure 20: Comparaison des DSP des modulation 4-ASK et QPSK

5.1 Implantation de la modulation 8-PSK

Les étapes de construction de cette chaine de transmission sont les mêmes que la chaine précédente avec la différence que pour la 8-PSK, b_k n'est pas nulle, on a donc $d_k \in \{e^{j(\frac{2\pi}{M} + \frac{\pi}{M})}\}, l = 0, \dots, M - 1$. On peut observer dans la figure 21 les différentes constellations en sortie du mapping (les étoiles rouges) et en sortie de l'échantillonneur (les losanges en vert) pour différentes valeurs de $\frac{E_b}{N_0}$.

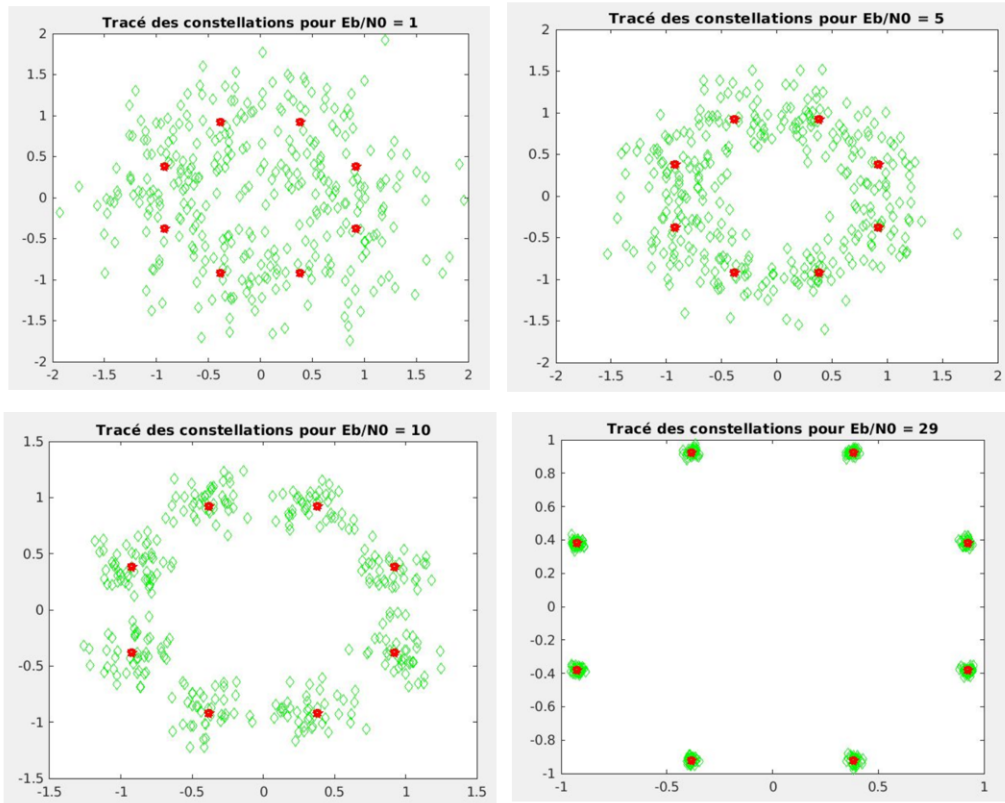


Figure 21: Tracé des constellations à la sortie du mapping (en rouge) et à la sortie de l'échantillonneur (en vert)

On remarque que pour toutes les figures, la constellation en sortie de l'échantillonneur est la même, on a 8 étoiles rouges reparties sur le cercle. Ceci est cohérent parce que ce sont les valeurs du mapping utilisé. Ensuite, pour les constellations en sortie de l'échantillonneur, on remarque que plus $\frac{E_b}{N_0}$ est grand, plus les points se rapprochent des vraies valeurs en sortie. Ceci est cohérent parce que plus on a du bruit, plus les valeurs seront éloignées de la vraie valeur envoyée au début et c'est bien ce que l'on retrouve expérimentalement.

Afin de vérifier le bon fonctionnement de notre chaîne de transmission, on trace les taux d'erreur binaire expérimental et théorique. On obtient alors le graphique suivant :

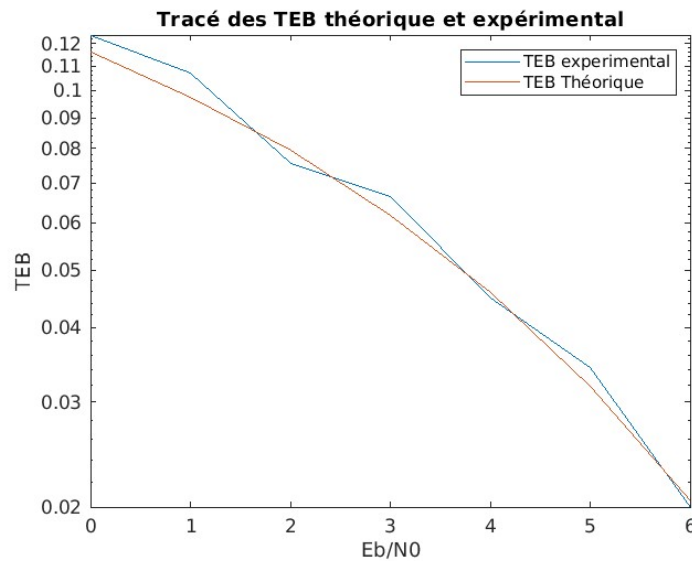


Figure 22: Tracé du taux d'erreur binaire pour la modulation 8-PSK

Les courbes coïncident, par suite le signal est correctement transmis par la chaîne de transmission.

5.2 Comparaison du modulateur QPSK du DVB-S avec le modulateur 8PSK du DVBS-2

L'ordre de modulation M de 8PSK est égal à 8, il est donc plus grand que l'ordre de modulation de QPSK qui est égal à 4. Donc théoriquement, QPSK est plus efficace en puissance que 8-PSK. Spectralement, 8-PSK est plus efficace que Q-PSK.