



Rapport de Télécommunications - Partie 2

AUGEREAU Robin, FRESCO Alan, HUANG Julien

Département Sciences du Numérique - Première année
2022-2023

Table des matières

1	Introduction	3
2	Implantation de la transmission avec transposition de fréquence	3
3	Implantation de la chaîne passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur porteuse	5
4	Comparaison du modulateur DVS-S avec un des modulateurs proposés par le DVB-S2	11
4.1	Implantation de la modulation DVB-S2	11
4.2	Comparaison des modulateurs DVB-S et DVB-S2	14
5	Annexes	14
5.1	Puissance de bruit à introduire dans les chaînes de transmission	14
5.1.1	Chaîne de transmission sur porteuse	14
5.1.2	Chaîne de transmission passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse	15
5.2	Précision sur les mesures de TEB	15

Table des figures

1	Signaux générés sur les voies en phase et en quadrature	3
2	Signal transmis sur fréquence porteuse	4
3	Densité spectrale de puissance des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature / signal transmis sans bruit	4
4	Densité spectrale de puissance des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature / signal transmis avec du bruit	5
5	$TEB = f(\frac{E_b}{N_0})$	5
6	Signaux générés sur les voies en phase et en quadrature	6
7	Constellation	6
8	DSP de l'enveloppe complexe sans bruit	7
9	DSP de l'enveloppe complexe avec du bruit	7
10	Constellation en sortie du mapping	7
11	Diagramme de l'oeil	8
12	Constellation en sortie l'échantillonneur (dB = 0)	8
13	Constellation en sortie l'échantillonneur (3 dB)	9
14	Constellation en sortie l'échantillonneur (6 dB)	9
15	Constellation en sortie l'échantillonneur (9 dB)	9
16	$TEB = f(\frac{E_b}{N_0})$	10
17	Comparaison avec le TEB de la chaîne avec transposition de fréquence	10
18	Constellation en sortie du mapping	11
19	Diagramme de l'oeil	11
20	Constellation en sortie l'échantillonneur (dB = 1)	12
21	Constellation en sortie l'échantillonneur (3 dB)	12
22	Constellation en sortie l'échantillonneur (4 dB)	12
23	Constellation en sortie l'échantillonneur (6 dB)	13
24	Comparaison des TEB théorique et simulé	13
25	Comparaison des DSP	14
26	Comparaison des TEB	14

1 Introduction

Le DVB-S est une norme ETSI (European Telecommunication Standard Institute) pour la diffusion de flux numériques multimédias (son, vidéo, données) en utilisant un lien satellite. La première version a été publiée en 1994 et se base sur un modulateur QPSK avec une mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll-off égal à 0.35. Une deuxième version (DVB-S2), parue en 2005, propose la possibilité d'utiliser un modulateur 8-PSK avec une mise en forme en racine de cosinus surélevé de roll-off égal à 0.2 (plusieurs modulateurs sont définis dans cette deuxième version).

Via l'implantation et l'étude de ces modulateurs, l'objectif de ce travail va être de mieux comprendre les chaînes de transmission sur fréquence porteuse :

- Rôle des différents éléments,
- Implantation et utilisation de la chaîne passe-bas équivalente, notamment pour évaluer l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance,
- Comparaison de chaînes de transmission sur fréquence porteuse en utilisant les chaînes passe-bas équivalentes associées.

2 Implantation de la transmission avec transposition de fréquence

On implantera, dans un premier temps, 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. On utilisera une fréquence d'échantillonnage $F_e = 24$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kbps et une fréquence porteuse f_p de 2 kHz.

Le canal satellite pour une transmission fixe de type DVB est un canal de propagation à bruit additif et Gaussien (AWGN). Le bruit sera introduit dans notre simulation sur la bande F_e , grâce à la fonction randn de Matlab, avec une puissance σ_n^2 qui sera déterminée en fonction du rapport signal à bruit par bit souhaité à l'entrée du récepteur, $\frac{E_b}{N_0}$, de la manière suivante (voir démonstration en annexe) :

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

où M représente l'ordre de la modulation, N_s le facteur de suréchantillonnage et P_x la puissance du signal à bruite (en sortie du modulateur).

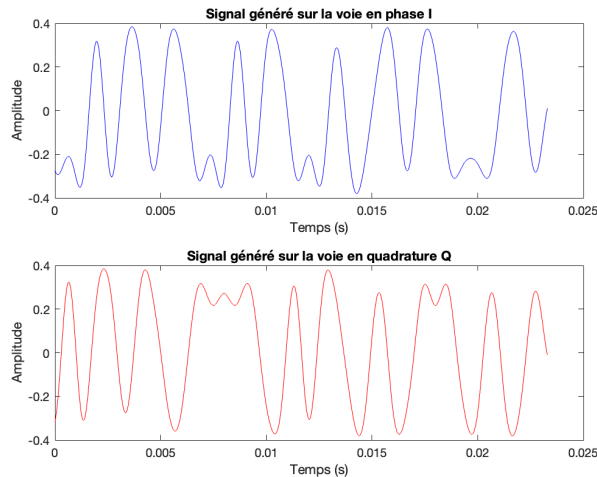


FIGURE 1 – Signaux générés sur les voies en phase et en quadrature

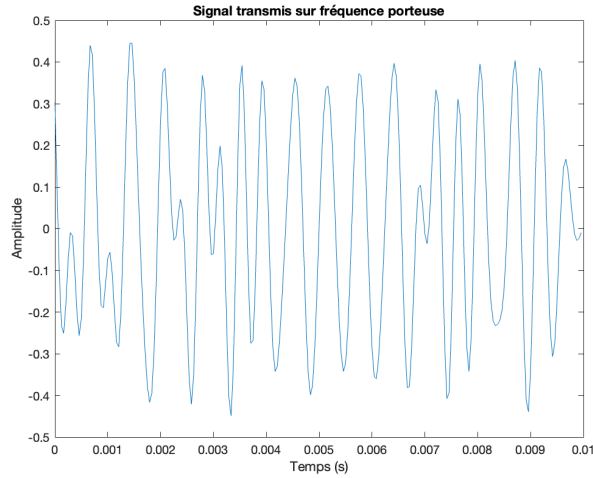


FIGURE 2 – Signal transmis sur fréquence porteuse

On constate bien que l'on n'est plus en bande de base, la DSP n'est plus centré autour de 0. On voit bien la transposition de fréquence autour de la fréquence porteuse $f_p = 2\text{kHz}$. (voir 3)

La largeur de la bande va dépendre du filtre de mise en forme et de réception (donc de leur roll-off).

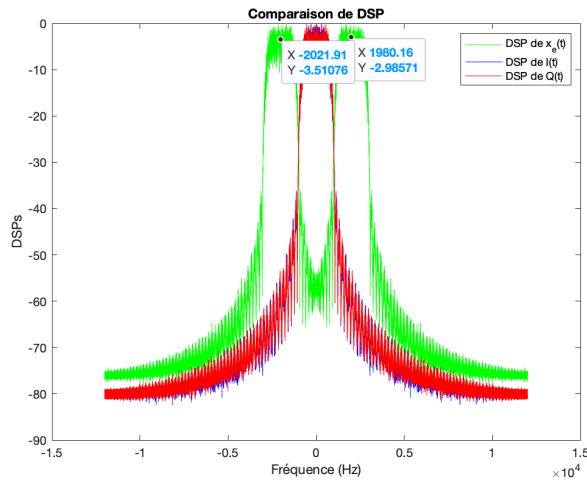


FIGURE 3 – Densité spectrale de puissance des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature / signal transmis sans bruit

Avec l'ajout du bruit gaussien, on constate également l'ajout d'un palier ce qui est tout à fait normal. (voir 4)

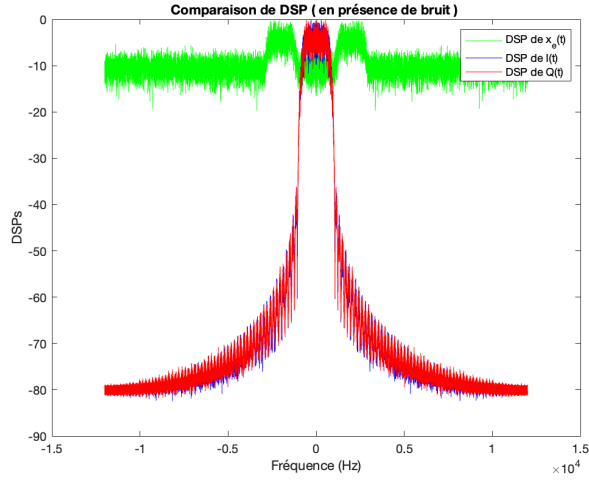


FIGURE 4 – Densité spectrale de puissance des signaux générés sur les voies en phase et en quadrature / signal transmis avec du bruit

Le TEB qu'on a déterminé se superpose avec le TEB théorique ce qui valide bien le bon fonctionnement de notre chaîne de transmission avec transposition de fréquences.

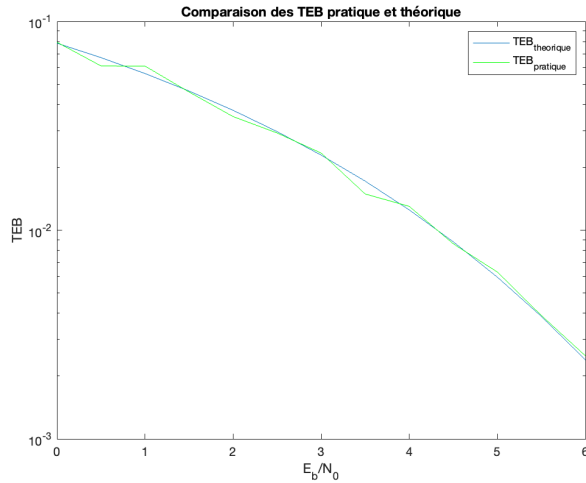


FIGURE 5 – $TEB = f(\frac{E_b}{N_0})$

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

On implantera ici la chaîne de transmission passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse réalisée précédemment, avec la même fréquence d'échantillonnage $F_e = 24$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kbps.

Le bruit, introduit par le canal passe-bas équivalent au canal de propagation, est un bruit complexe $n_e(t) = n_I(t) + jn_Q(t)$. Il viendra s'ajouter, dans les simulations, sur la bande F_e avec une même puissance sur chaque voie ($\sigma_{n_I}^2 = \sigma_{n_Q}^2$), puissance que l'on calculera en fonction du rapport signal à bruit par bit à l'entrée du récepteur $\frac{E_b}{N_0}$ souhaité de la manière suivante (démonstration en annexe) :

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

où M représente l'ordre de la modulation, N_s le facteur de suréchantillonnage et P_{x_e} la puissance de l'enveloppe complexe associée au signal à bruite (en sortie du modulateur).

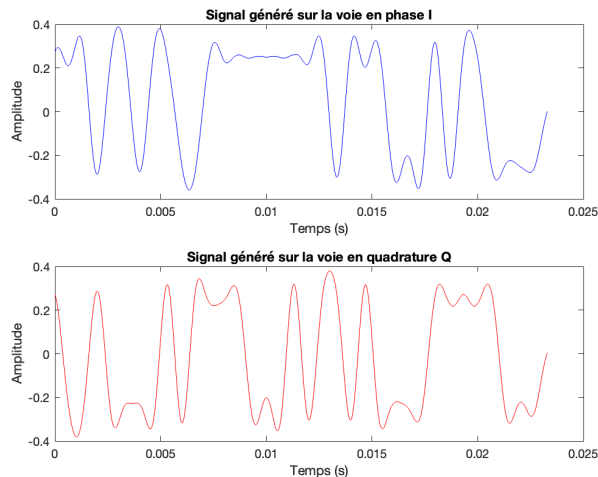


FIGURE 6 – Signaux générés sur les voies en phase et en quadrature

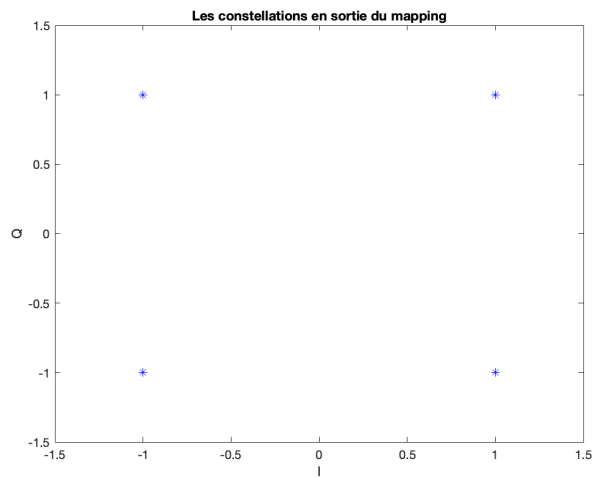


FIGURE 7 – Constellation

Il n'y a ici pas de transposition de fréquence. On le voit bien sur la figure 8 comparée à la DSP qu'on voit sur la figure 3

La largeur de la bande va dépendre du filtre de mise en forme et de réception (donc de leur roll-off).

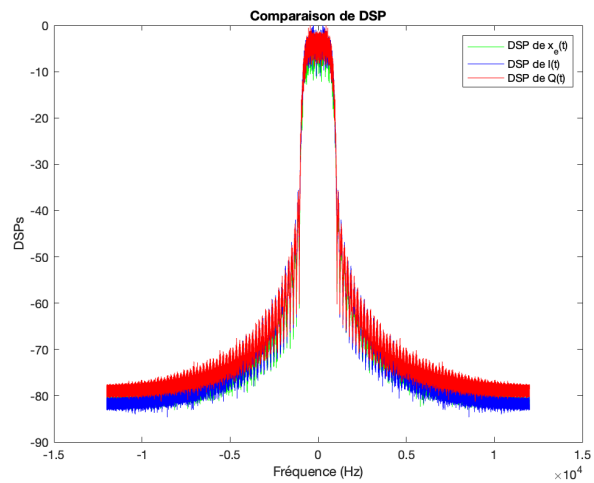


FIGURE 8 – DSP de l'enveloppe complexe sans bruit

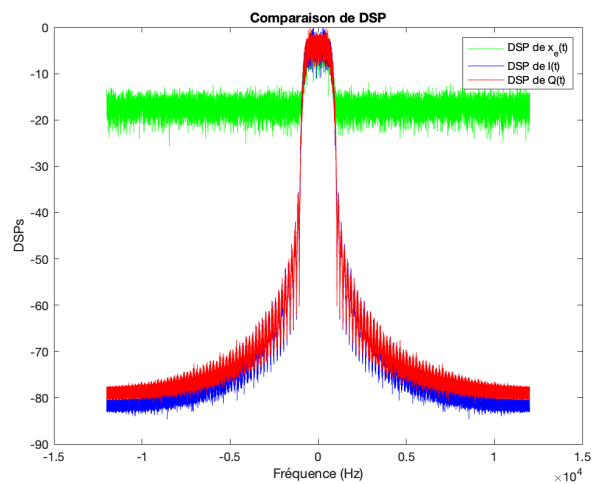


FIGURE 9 – DSP de l'enveloppe complexe avec du bruit

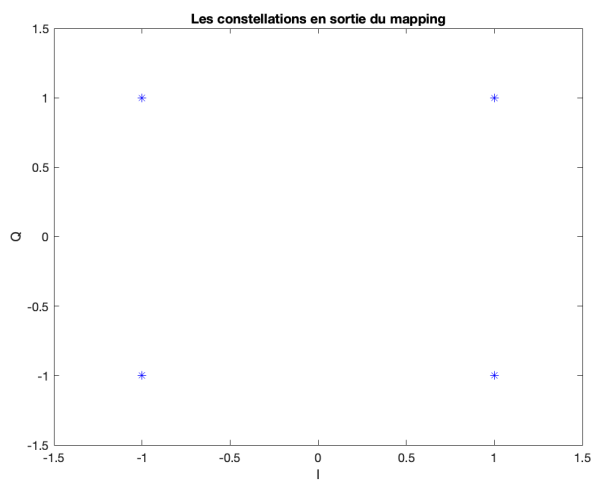


FIGURE 10 – Constellation en sortie du mapping

Avec ce diagramme de l'oeil on déduit qu'on doit prendre $n_0 = 1$ pour respecter le critère de Nyquist.

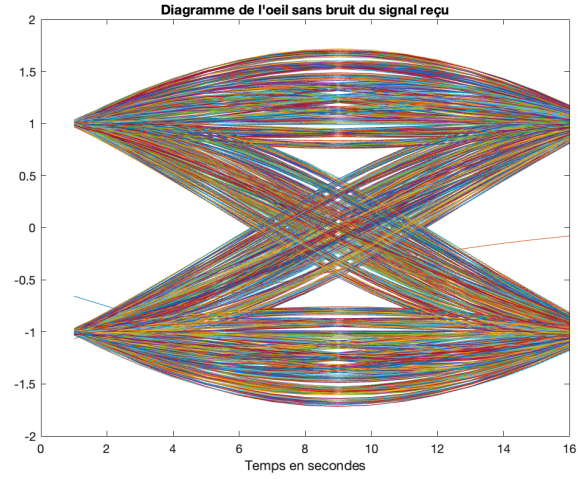


FIGURE 11 – Diagramme de l'oeil

On constate des résultats pertinents : s'il y a beaucoup de bruit il y aura beaucoup de dispersion.

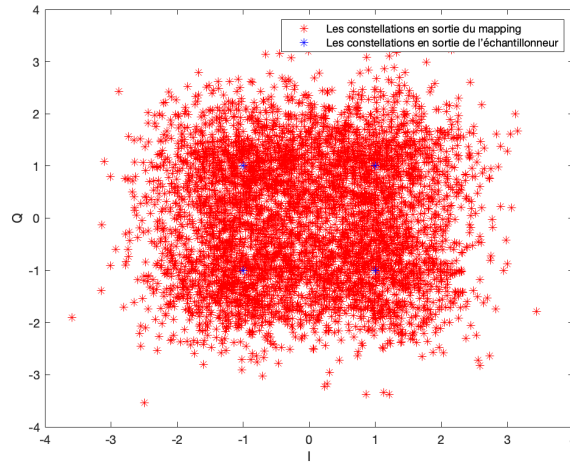


FIGURE 12 – Constellation en sortie l'échantillonneur (dB = 0)

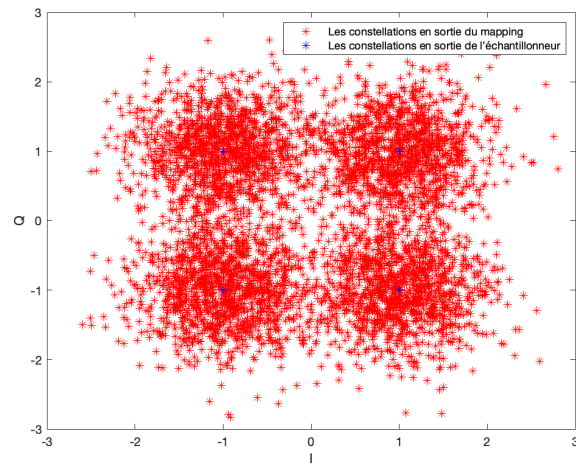


FIGURE 13 – Constellation en sortie l'échantillonneur (3 dB)

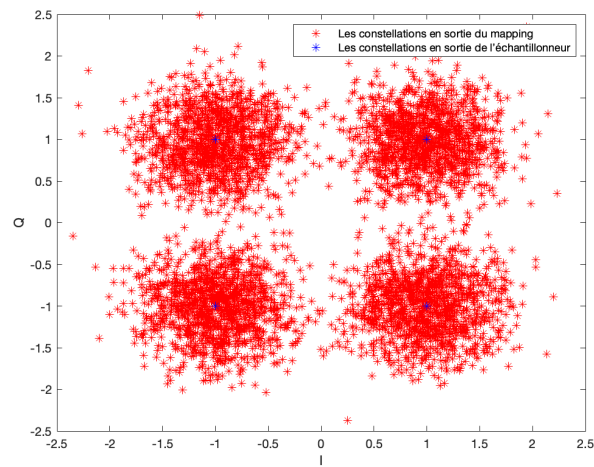


FIGURE 14 – Constellation en sortie l'échantillonneur (6 dB)

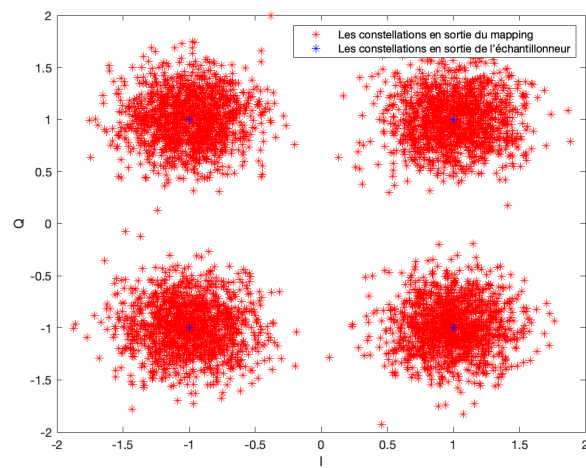


FIGURE 15 – Constellation en sortie l'échantillonneur (9 dB)

Le TEB qu'on a déterminé se superpose avec le TEB théorique ce qui valide bien le bon fonctionnement de notre chaîne de transmission avec transposition de fréquences.

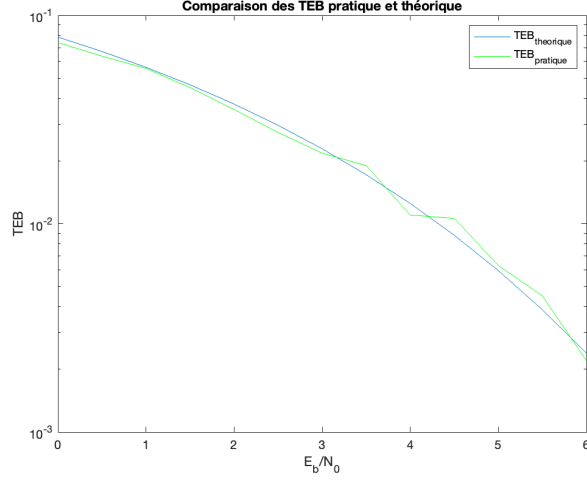


FIGURE 16 – $TEB = f(\frac{E_b}{N_0})$

On constate que l'on obtient les mêmes TEB. La comparaison des deux TEB montre que la chaîne passe-bas équivalente a une performance identique à la chaîne de transmission avec transposition de fréquences.

L'intérêt d'implémenter la chaîne passe-bas équivalente est que cela permet une simplification du système de réception en éliminant l'étape de transposition de fréquences, ce qui peut réduire le coût, la complexité.

De plus, la chaîne passe-bas est souvent utilisée dans les systèmes de communication à bande étroite, où la transposition de fréquences n'est pas toujours possible ou nécessaire.

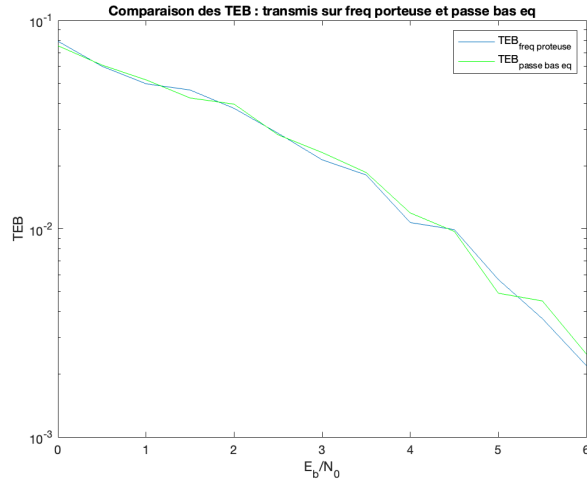


FIGURE 17 – Comparaison avec le TEB de la chaîne avec transposition de fréquence

4 Comparaison du modulateur DVB-S avec un des modulateurs proposés par le DVB-S2

Nous allons comparer le modulateur DVB-S (Mapping QPSK, filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé avec roll-off de 0.35) à un des modulateurs proposés dans le DVB-S2 : mapping 8-PSK et filtre de mise en forme en racine de cosinus surélevé avec roll-off égal à 0.20. Vous utiliserez, pour cela, les chaînes passe-bas équivalentes associées, avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 6$ kHz pour transmettre un débit binaire $R_b = 3$ kbps. TODO

4.1 Implantation de la modulation DVB-S2

Voici la constellation 8-PSK :

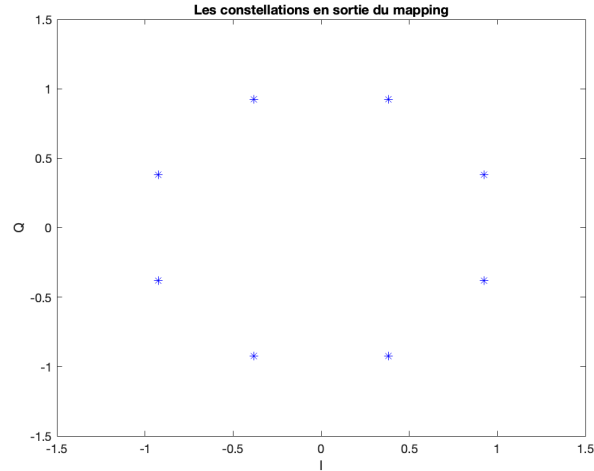


FIGURE 18 – Constellation en sortie du mapping

Avec ce diagramme de l'oeil, on va pouvoir bien échantillonner notre signal. (En prenant $n_0 = 1$).

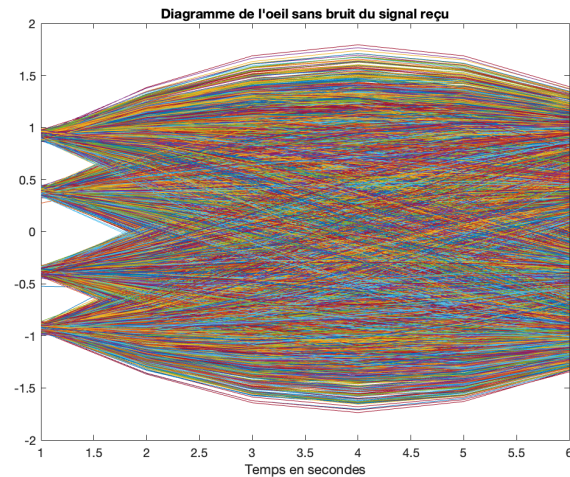


FIGURE 19 – Diagramme de l'oeil

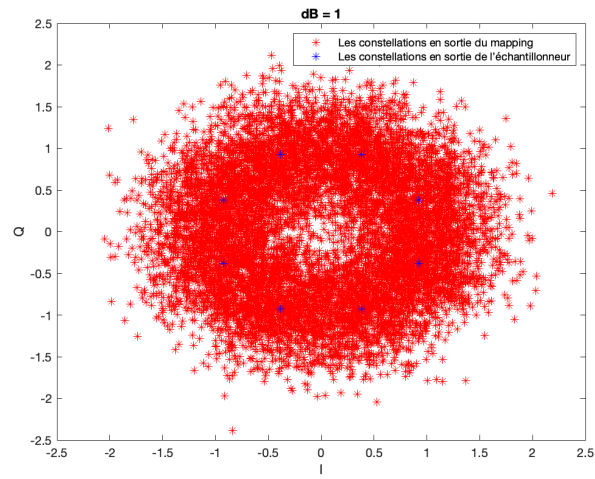


FIGURE 20 – Constellation en sortie l'échantillonneur ($\text{dB} = 1$)

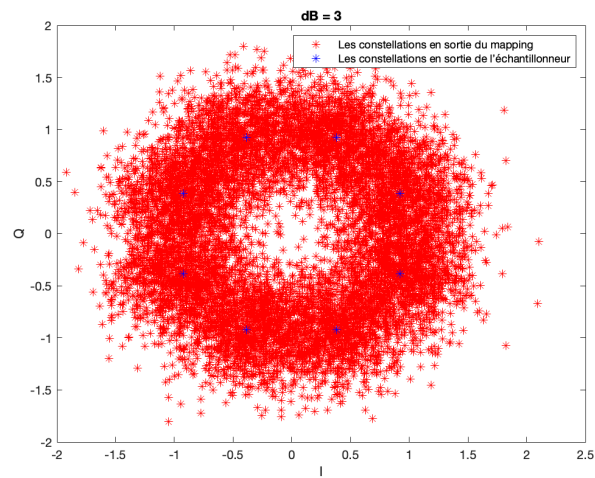


FIGURE 21 – Constellation en sortie l'échantillonneur (3 dB)

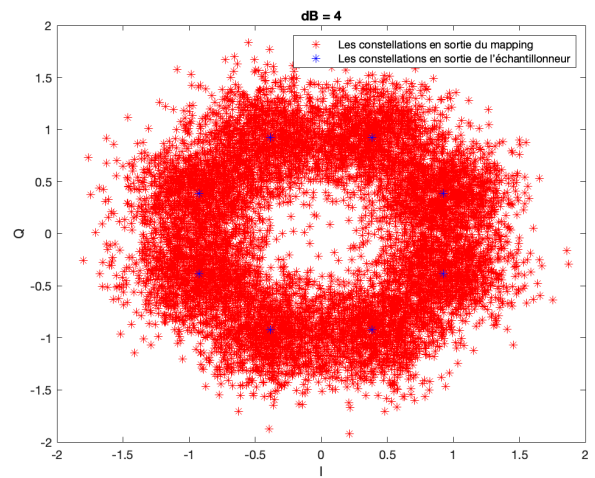


FIGURE 22 – Constellation en sortie l'échantillonneur (4 dB)

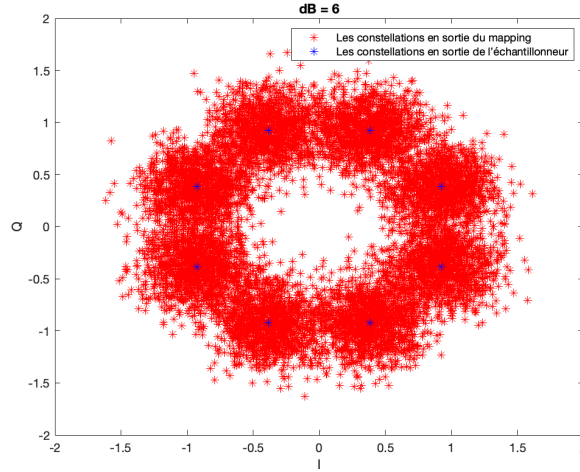


FIGURE 23 – Constellation en sortie l'échantillonneur (6 dB)

On sait que :

Le taux d'erreur binaire (TEB) pour une modulation 8-PSK est donné par :

$$TEB = \frac{2}{\log_2(M)} \cdot Q \left(\sqrt{2 \cdot \log_2(M) \cdot \frac{E_b}{N_0}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right)$$

où :

- TEB est le taux d'erreur binaire,
- M est le nombre de symboles dans la modulation (ici, $M = 8$ pour la modulation 8-PSK),
- Q est la fonction de répartition de la loi normale.

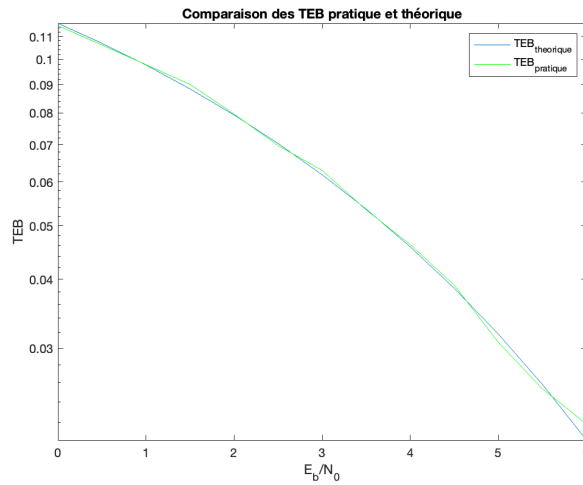


FIGURE 24 – Comparaison des TEB théorique et simulé

4.2 Comparaison des modulateurs DVB-S et DVB-S2

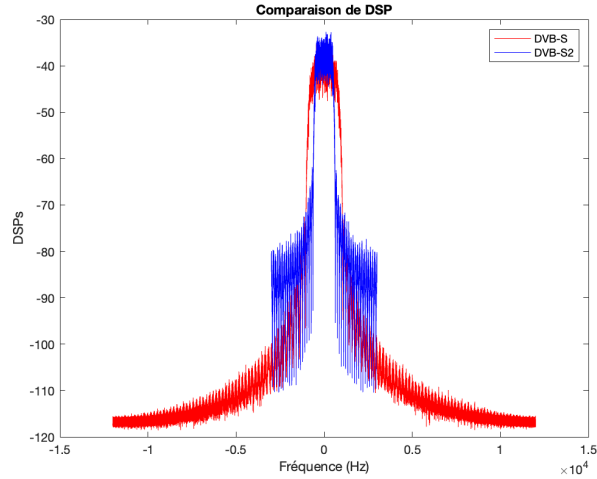


FIGURE 25 – Comparaison des DSP

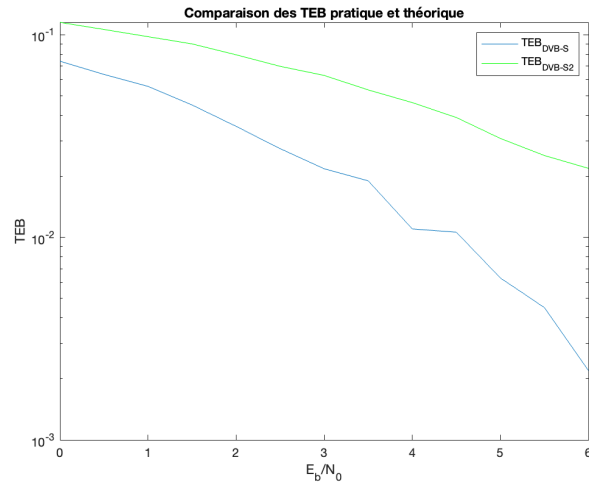


FIGURE 26 – Comparaison des TEB

Avec $R_b = 3$ kbps fixé.

On voit qu'avec le modulateur DVB-S2 on obtient une meilleur efficacité spectrale (car sa largeur de bande est moins élevée). Donc DVB-S2 nécessite une bande B plus petite pour faire passer le débit R_b souhaité.

Mais avec le modulateur DVB-S on obtient une meilleure efficacité en puissance. (car le nombre de symboles dans la modulation est moins élevé $M = 4$).

5 Annexes

5.1 Puissance de bruit à introduire dans les chaines de transmission

5.1.1 Chaîne de transmission sur porteuse

On introduit un bruit réel de densité spectrale de puissance $N_0/2$ dans la bande F_c . La variance du bruit à introduire est donc donnée par :

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

où :

- E_s représente l'énergie par symbole à l'entrée du récepteur : $E_s = \log_2(M) E_b$, si E_b représente l'énergie binaire à l'entrée du récepteur et M l'ordre de la modulation,
- T_s représente la durée symbole,
- N_s représente le facteur de suréchantillonnage : $T_s = N_s T_e$, $T_e = 1/F_e$ étant la période d'échantillonnage,
- P_x représente la puissance du signal à bruite (signal en sortie du modulateur).

5.1.2 Chaîne de transmission passe-bas équivalente à la chaîne de transmission sur fréquence porteuse

On ajoute, à l'enveloppe complexe $x_e(t)$ associée au signal modulé sur porteuse $x(t)$, un bruit complexe $n_e(t) = n_I(t) + j n_Q(t)$ (voir figure ?? TODO). Il viendra s'ajouter sur la bande F_e avec une même puissance sur chaque voie ($\sigma_{n_I}^2 = \sigma_{n_Q}^2$), puissance que l'on calculera en fonction des rapports signal à bruit par bit à l'entrée du récepteur E_b/N_0 souhaités de la manière suivante :

$$\sigma_I^2 = \sigma_Q^2 = N_0 F_e = \frac{E_s}{\frac{E_s}{N_0}} F_e = \frac{P_x T_s}{\frac{E_s}{N_0}} F_e = \frac{P_{x_e} T_s}{2 \frac{E_s}{N_0}} F_e = \frac{P_{x_e} N_s}{2 \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}},$$

où :

- E_s représente l'énergie par symbole à l'entrée du récepteur : $E_s = \log_2(M) E_b$, si E_b représente l'énergie binaire à l'entrée du récepteur et M l'ordre de la modulation,
- T_s représente la durée symbole,
- N_s représente le facteur de suréchantillonnage : $T_s = N_s T_e$, $T_e = 1/F_e$ étant la période d'échantillonnage,
- P_{x_e} représente la puissance de l'enveloppe complexe associée au signal sur porteuse : $P_{x_e} = \frac{P_x}{2}$, si P_x représente la puissance du signal sur porteuse.

5.2 Précision sur les mesures de TEB

Le TEB peut être modélisé par une somme de variables aléatoires X_k prenant leurs valeurs dans l'ensemble $\{0, 1\}$ avec les probabilités $P[X_k = 0] = 1 - p$ (pas d'erreur) et $P[X_k = 1] = p$ (erreur) :

$$TEB = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k$$

L'erreur quadratique relative sur le TEB est donnée par :

$$\epsilon^2 = \frac{\sigma_{TEB}^2}{m_{TEB}^2},$$

où m_{TEB} et σ_{TEB}^2 représentent, respectivement, la moyenne et la variance sur l'estimation du TEB. La précision sur les mesures de TEB sera donnée par ϵ . On peut écrire :

$$m_{TEB} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E[X_k] = \frac{1}{N} \cdot N(1 \times p + 0 \times (1 - p)) = p$$

et

$$\sigma_{TEB}^2 = E \left[\left(\sum_{k=1}^N X_k \right)^2 \right] - p^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N E[X_k X_i] - p^2$$

- si $k = i$ (N cas) alors $E[X_k^2] = 1^2 \times p + 0^2 \times (1 - p) = p$
- si $k \neq i$ ($N^2 - N$ cas) alors $E[X_k X_i] = E[X_k]E[X_i] = p^2$

D'où :

$$\sigma_{TEB}^2 = \frac{1}{N^2} \{Np + (N^2 - N)p^2\} - p^2 = \frac{p(1-p)}{N}$$

On constate que la variance de l'erreur tend vers 0 quand N augmente et on peut écrire l'erreur quadratique relative sur le TEB de la manière suivante :

$$\epsilon^2 = \frac{\sigma_{TEB}^2}{m_{TEB}^2} = \frac{1-p}{Np} \simeq \frac{1}{Np} \text{ pour } p \ll 1$$

On obtient alors :

- le nombre d'élément binaire à générer, N , de manière à obtenir une précision ϵ fixée sur la mesure d'un TEB dont la valeur est, a priori, connue. Par exemple, si on veut mesurer un TEB de 10^{-2} avec une précision de 10%, il faudra générer $N = \frac{1}{10^{-2} \times (10^{-1})^2} = 10^4$ bits.
- le nombre de simulations à réaliser si la valeur à mesurer pour le TEB n'est pas, a priori, connue. On fera alors des simulations jusqu'à observer $1/\epsilon^2$ erreurs pour obtenir une mesure avec une précision ϵ fixée. Par exemple, si on veut mesurer le TEB avec une précision $\epsilon = 10\%$, il faudra compter les erreurs jusqu'à en obtenir $1/\epsilon^2 = 10^2$ avant de considérer la mesure de TEB obtenue comme disposant de la précision requise.